



TITLE:

電子管式アナログ計算機の精度及び設計基準に関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

三浦, 武雄

---

CITATION:

三浦, 武雄. 電子管式アナログ計算機の精度及び設計基準に関する研究.  
京都大学, 1959, 工学博士

ISSUE DATE:

1959-07-21

URL:

<https://doi.org/10.14989/161919>

RIGHT:

663

電子管式アナログ計算機の精度  
及び設計基準に関する研究

昭和33年8月

三 浦 武 雄

# 電子管式アナログ計算機の精度 及び設計基準に関する研究

DOC
1959
2
電気系

# 電子管式アナログ計算機の精度及び設計基準に関する研究

## 目 次

緒 論	11
第1編 低速度型アナログ計算機の精度及び設計基準	16
第1章 線型演算器の伝達関数と積分コンデンサの等価回路	19
(I) 結 言	19
(II) 帰還演算器の伝達関数	19
(III) 積分コンデンサの等価回路	24
(3.1) 一般的考察	24
(3.2) Debyeの理論と Cole-Cole の実験式による等価回路	24
(IV) 過渡応答法によるコンデンサの吸収及び漏洩現象の測定	26
(V) 吸収定数及び漏洩抵抗値の決定	32
(VI) 結 言	35
(追補I) コンデンサ定数決定法(補足)	35
第2章 低速度型アナログ計算器用積分器の演算誤差について	38
(I) 結 言	38
(II) 積分器の伝達関数	38
(III) 演算インピーダンス, 演算増巾器に起因する積分誤差	41
(3.1) 単位電圧の場合	42
(3.2) 正弦波状入力電圧の場合	45
(IV) ドリフト及び雑音電圧の影響	55
(4.1) $Ed_1(p)$ についての考察	55
(4.2) $Ed_2(p)$ についての考察	57
(V) グリッド電流の影響	62
(VI) 漏洩抵抗の影響	63
(VII) 演算器部分より生じる誤差の総合的考察	65
(VIII) 結 言	68
(追補I) $f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{1+(p\tau_E)^{\alpha}} \frac{1}{p^2+\omega^2} \right\}$ の計算	69



### 第3章 低速度型アナログ計算機の総合演算誤差に関する理論的

考察	73
(I) 緒言	73
(II) 解析対象とした演算回路網	73
(III) 誤差に因する一般式の誘導	78
(IV) グリッド電流及びドリフト電圧の誤差 $\epsilon$ に及ぼす影響	82
(V) 一般式の利用例	83
(5.1) サーフルテスト	83
(5.2) 積分器 $N$ ヶ、係数器 $M$ ヶが直列接続された場合	84
(5.3) $0 < k_m < 1$ の場合の演算誤差	85
(5.4) 例4	86
(5.5) 例5	87
(VI) 結言	88
(追補I) $K_m(p)$ について	90

### 第4章 低速度型アナログ計算機の総合演算誤差に関する

実験的検討	92
(I) 緒言	92
(II) サーフルテストにおける演算誤差	92
(III) 増巾器に起因する誤差 $\epsilon_\mu$	94
(3.1) 増巾器特性がすべて同一の場合	94
(3.2) 増巾器特性が夫々異なる場合の影響	101
(3.3) 増巾器の周波数特性の形状による影響	104
(3.4) 予熱時間の影響	106
(3.5) 信号レベルによる影響	107
(IV) 積分抵抗に起因する誤差 $\epsilon_{Z_i}$	110
(V) 積分コンデンサによる誤差 $\epsilon_c$	113
(VI) 誤差についての総合的考察	121
(VII) 係数設定回路の誤差についての考察	130
(7.1) 係数器の誤差及び誤差軽減法	130
(7.2) 正負変換器の誤差	131
(7.3) ヘリカルポテンショメータによる誤差	133
(VIII) 結言	137
(追補I) $1 \ll (C, R, p)^{-\alpha}$ の近似及び Debye の理論に関する検討	137

(追補Ⅱ) 総合算誤差の実測値と理論値との対比	139
第5章 低速度型アナログ計算機の制御回路における	
問題点とその対策	145
(I) 緒    言	145
(II) 演算器の制御順序	145
(III) 制御リレーの動作時間の影響	152
(IV) リレー電源切換え方式	159
(4.1)   信号   切換え方式	159
(4.2) 押しボタン機構による制御回路	162
(4.3) 遠隔操作	164
(V) 制御リレー遷移時の逆起電力対策	165
(VI) 各種制御回路	167
(VII) 印加電圧制御回路、電源制御回路	174
(7.1) 印加電圧制御回路	174
(7.2) 電源制御回路	174
(VIII) 自動プログラミングへの利用	176
(8.1) 自動プログラミング(例1)	176
(8.2) 自動プログラミング(例2)	178
(8.3) パンチカードによる処理	178
(IX) 結    言	180
第6章 各種誤差の測定法及び試作装置の概要	182
(I) 緒    言	182
(II) 誤差測定法	182
(2.1) 概    要	182
(2.2) 各種係数比の測定	182
(2.3) 積分器単体の誤差測定	184
(2.4) 総合誤差の測定	190
(2.5) ドリフト特性の測定	200
(2.6) グリッド電流の測定	204
(III) 低速度型アナログ計算機の概説	205
(3.1) 日立低速度型アナコンの概要	205
(3.2) 各種制御回路	213

(3.3) 接 続 盤 .....	216
(3.4) 解指示方式 .....	217
(Ⅳ) 低速度型アナコンによる解析例 .....	217
(4.1) 航空工学への応用例 .....	217
(4.2) <i>Van der Pol</i> 方程式の解 .....	218
(Ⅴ) 結 言 .....	221

## 第2編 繰返し型アナログ計算機の精度に関する研究 ..... 224

### 第1章 繰返し型アナログ計算機のリセット誤差について ..... 227

(Ⅰ) 緒 言 .....	227
(Ⅱ) 理論的検討 .....	227
(2.1) 単位電圧を積分する場合 .....	229
(2.2) 正弦波入力を積分する場合 .....	236
(Ⅲ) リセット誤差の実測と考察 .....	238
(Ⅳ) 結 言 .....	240

### 第2章 繰返し型アナログ計算機の総合演算誤差 ..... 242

(Ⅰ) 緒 言 .....	242
(Ⅱ) 浮遊容量による演算器の誤差 .....	242
(Ⅲ) 積分器に起因する誤差についての考察 .....	243
(3.1) 一般式の誘導 .....	243
(3.2) 増巾器に起因する誤差 $\epsilon_{\mu}$ .....	247
(3.3) 積分抵抗の浮遊容量による誤差 $\epsilon_s$ .....	248
(Ⅳ) 繰返し型アナコンの使用条件 .....	251
(4.1) 浮遊容量からの制限 .....	251
(4.2) リセット誤差からの制限 .....	251
(4.3) 増巾器負荷からの制限 .....	251
(4.4) その他 .....	252
(Ⅴ) 繰返し型アナコンの精度向上に関する検討 .....	254
(5.1) 演算インピーダンスの自蔵 .....	254
(5.2) 解指示部の改良 .....	255
(5.3) 低速繰返し型アナコンの提案 .....	258
(Ⅵ) 結 言 .....	259

第3章 ヘリカルポテンショメータの周波数特性と演算誤差 に及ぼす影響	261
(I) 緒言	261
(II) 等価回路と伝達関数	261
(III) 周波数特性の実測及び検討	271
(IV) $H-P$ の周波数特性による誤差	274
(V) 結 言	277
第4章 繰返し現象の低速記録について	279
(I) 緒言	279
(II) 基本原理とサンプリング点の決定	279
(2.1) 従来方式	279
(2.2) 巾変調方式	281
(III) 試作回路	282
(IV) 実験結果	283
(4.1) 周波数特性(サンプル誤差の実測)	283
(4.2) 過渡応答	284
(4.3) 周波数差法の実験例	284
(V) 結 言	286
第3編 非線型演算器の精度向上に関する研究	290
第1章 折線近似関数発生器に関する考察	293
(I) 緒言	293
(II) 提案回路の動作原理	293
(III) 試作装置及び実験結果	299
(3.1) 試作装置の動作原理	299
(3.2) 試作回路	300
(3.3) 実験結果	300
(IV) 勾配の独立性及び定量性に関する考察	307
(4.1) 試作回路についての検討	307
(4.2) 原理回路についての検討	309
(V) リミッタ回路の改良	311
(VI) 折線近似関数発生器による関数近似法	213

(Ⅳ) 応用例	314
(Ⅴ) 結言	316
第2章 フォトフォーマの誤差に関する検討及び改良	320
(I) 緒言	320
(II) 制御工学的に見たフォトフォーマの動作	320
(III) フォトフォーマの静的誤差	322
(3.1) 制御の平衡点移動に伴う誤差	323
(3.2) 視差に基づく誤差	323
(3.3) スポットの大きさに基づく誤差	325
(3.4) 光学系経路の変化に基づく誤差	329
(3.5) 部品の不完全性による誤差	330
(IV) フォトフォーマの動的誤差	334
(4.1) 各要素の伝達関数	335
(4.2) 制御系としての安定性	338
(4.3) フォトフォーマの制御誤差	341
(V) フォトフォーマの改良	346
(5.1) 光電管の最適位置	346
(5.2) マスクの高さ $y_m$ に比例する誤差の排除(その1)	346
(5.3)                                 “(その2)”	348
(VI) 実験結果	352
(VII) 光学系の飽和特性の等価利得	356
(VIII) 結言	358
第3章 1/4-2乗方式掛算器に関する考察及び改良	361
(I) 緒言	361
(II) 2乗回路	362
(2.1) 真空管の2乗特性	362
(2.2) 三角波による2乗特性	363
(III) 三角波を使用した掛算器の試作装置と実験結果	368
(IV) 掛算器の応用例	372
(V) 信号周波数と三角波周波数との関係及び位相遅れに関する 解析	374

(Ⅵ) 結 言 .....	378
---------------	-----

結論及び謝辞 .....	380
--------------	-----

参 考 文 献 .....	383
---------------	-----

# 9 項欠

# 緒論



## 緒 論

電子管式アナログ計算機は第2次世界大戦を契機とし急速に発展、進歩した電子装置の一つであり、現在広く多方面に利用され、米国に於ける生産は年向十萬ドルに至るといわれている。国内に於ても既に各種の装置が製品化され自動制御系、航空機の設計をはじめ各方面に利用されつつある。

著者は昭和26年繰返型アナログ計算機の研究に着手し、昭和28年、29年にそれぞれ第2次、第3次の試作装置を完成、これを自動制御系の設計等の解析に利用した。又低速度アナログ計算機に關しては昭和29年に研究を開始して今日に及んだ。この間、各種アナログ計算機の製品設計並びに応用面の開発にたずさわると共に、一方装置の性能改善及び精度に關する考察を行い幾多の提案を行った。

これらはいずれも理論的、実験的検討の上に立つ設計理論であり、信頼度の高いアナログ計算機を製作する上に有用なものと確信している。

本論文は主としてこれら性能改善並びに精度に關する検討結果をまとめたものである。以下これらについて概説する。

第1編には低速度型アナログ計算機、第2編には繰返し型アナログ計算機の線型要素の精度及び改良に關する検討結果を示し、第3編に主として繰返し型アナログ計算機の方非線型要素に用いられる電子管式非線型要素についての研究成果を示した。以下各編、各章の概要について説明する。

第1編、第1章は以下の章で考察する誤差理論の基礎となるべき帰還演算器の伝達肉数、積分コンデンサの等価回路についてのべたものであつて、特に後者の吸収現象については有極性高分子物質に対して高い近似度を有するCole-Coleの実験式を適用し、過渡応答法からポリスチレン、ポリエチレンの諸定数を見出した。Cole-Coleの実験式を積分コンデンサの吸収現象に適用したのは著者が始のである。

第2編、第2章は線型要素中最も誤差の発生の多いと考えられる積分器単体の精度並びに設計基準に關する考察結果を示すものであつて、入力に単位電圧、正弦波電圧が加つた場合についてその誤差原因を明らかにし、下記諸項の誤差を最小にする積分器の諸定数を与えた。

- (1) 演算インピーダンスに基づく誤差。
- (2) 演算増巾器の利得、周波数特性に依存する誤差。
- (3) ドリフト電圧、グリッド電流に依る誤差。

#### (4) 漏洩抵抗による誤差

第1編、第3章には低速度型アナログ計算機の総合演算誤差に関する理論的考察を示した。著者は総合誤差についての一般式を導き、積分器部分より発生する誤差と係数設定回路から発生する誤差とに二分し、前者が微分方程式の次数に無関係に一定であることを明らかにした。更に従来の解析結果では特に後者の誤差についての解析結果に一般性を認めなかったがこれを一般化し実用的な理論式を導いた。係数設定回路誤差についての考察結果は高い演算周波数  $\omega = 10 \sim 100 \text{ rad/sec}$  を対象とする *Flight Simulator* を設計する場合に重要である。更にグリッド電流、ドリフト電圧の解に及ぼす影響を明らかにした。

第1編、第4章は第3章で行った理論的考察結果の実験的裏付けを示すものである。すなわち積分器誤差が微分方程式の階数に無関係に一定値を示す特長を利用し、サークルテストを用いてこれを分析した。

すなわち誤差を支配する4つの成分、すなわち増巾器によるもの、積分コンデンサの吸収、漏洩によるもの、浮遊容量によるものについて詳述しこれらの演算周波数との関連を明らかにした。積分コンデンサについては吸収現象に特に *Cole-Cole* の実験式を用いこれを元にした誤差についての理論式が実験と一致する結果を得た。以上の結果はいずれも低速度型アナログ計算機の設計資料として実用されている。本章で特に重要な点として吸収定数  $K(\alpha)$  を定義し、この値の最も小さい、然も温度係数の小さい、高密度ポリエチレンを材料とするコンデンサが積分コンデンサとして最適であることを見出した点と、吸収誤差を増巾器特性で改良出来ることを示したことが挙げられる。終りに係数設定回路の誤差についての実験的な検討の結果を示した。

第1編第5章は低速度型アナログ計算機の制御回路の誤差並びに対策についての検討結果と実用回路の一部を示すものである。制御回路に用いる制御リレーに高速度リレーを必要とすることを最も早く明らかにした。更に制御順序の配列等について考察し、信号、/ 切換方式のスイッチ回路の提案等各種の実用理論を導いた。

第1編、第6章は上述した各種誤差の実測方法並びに測定結果について説明し、著者が主として設計、試作にたづさわった2、3の実用装置について構造並びに性能の実態を明らかにした。総合誤差としてのサークルテストで  $\omega = 1 \text{ rad/sec}$ 、30秒演算誤差0.15% は国内は勿論、海外におけ

る最高の数値であることを確信している。

第2編には繰返し型アナログ計算機の線型要素の誤差に関する検討結果をまとめた。第1章は繰返し型アナログ計算機独特のリセット誤差について理論的実験的検討結果についてのべた。すなわちリセット回路の時定数からリセット時間に比して大きい場合に完全に解のリセットが行われず、次の演算が開始される場合に生ずる誤差について論じたものであり、演算器の単体誤差として最も大きいと考えられる誤差である。これに関しては従来気づかれていなかったのか拙稿以外に公表されたものを見ないものである。

第2編、第2章は繰返し型アナログ計算機の総合演算誤差についての考察である。誤差の主因が積分抵抗に並列に入る浮遊容量によるものであることを明らかにし、演算インピーダンスの使用限界図を与え極力誤差の混入を避ける使用方法を示した。一方積極的に誤差を軽減する方式として低速繰返型方式を提案し、その効率を実証した。更に繰返し型アナログ計算機の取扱いが迅速且簡便である長所を生かすべく演算インピーダンスに関する押ボタン設定機構を提案し、反面読取り精度の低い欠点に対しては解指示部の改良を行つた。

第2編、第3章では係数設定用のヘリカルポテンシヨメータの伝達関数を求めこの周波数特性の実測結果を示し、演算誤差に及ぼす影響を明らかにした。これは繰返し型アナログ計算機に使用する場合に重要な設計資料である。

第2編、第4章は繰返し現象の低速記録方式に関する著者の考察結果を示すものであり、巾交調法を提案し、従来の周波数差法と比較検討した。この装置は繰返し型アナログ計算機の解の低速記録に使用出来ることは勿論、一般の繰返し現象の記録にも利用出来る。

第3編は第1、2編が線型要素に関するものであるのに対して、主として繰返し型の非線型演算要素についてまとめたものである。非線型要素は線型要素に比し高い精度のものを得ることは極めて困難である。著者はこれらについて改良、検討を行つたが単体の精度、性能についてはその都度詳述した。しかしこれらを含めて非線型方程式を解く場合の総合誤差についてはのべていない。その理由は方程式が非線型となり誤差に関する一般式を求めることが困難なためであり、これに対しては既知の非線型方程式をアナログ計算機で解きこれと対比して検討した。

非線型要素としては関数発生器として折線近似関数発生器、フォトフォーマの2種並びに掛算器について考察した。

第3編第1章は折線近似関数発生器の改良に関するものである。従来の折線近似関数発生器はその構成方式が独立な折線ではなく直線の組合せによる近似方式を用いているために各近似区間の勾配を独立に与え得ない欠点があつた。これを改良し近似線分の勾配を独立に且つ定量的に出来る方式を提案し性能上、取扱上に大きな進歩を与えた。更に本節で精度に関連して関数近似の方式についてのべた。

第3編第2章ではフォトフォーマの誤差に関する考察を示した。すなわちこれを非線型制御系として取扱い、静的及び動的の二面より誤差の諸原因を検討し、これらの誤差を除去する2,3の方式を提案した。次でフォトフォーマの制御系としての安定性、入力周波数の限界値等について検討した結果を示した。

第3編第3章は三角波を用いた $1/4$ 自乗方式の掛算器に関するものであり、従来の掛算器ではこの自乗回路に真空管 *thyrite* の如き非直線性を利用したものをを用いたので、その信頼度の点で望ましくなかった。著者はこれを改善すべく低速度型アナログ計算機用掛算器で用いる三角波の面積を利用する三角波掛算器を繰返型に応用した。この方式による試作装置を用いて得たアナログ計算機の解析結果は理論値と1%程度的一致を見た。更に三角波掛算器の精度に関する理論的検討を行い設計上の資料を与えた。

以上は前述の如く繰返型の非線型要素であるが、低速度型アナログ計算機用非線型要素に關しての改良提案を試みつつある。これについては割愛した。

以上の内容はいずれも電気学会誌、*T. I. R. E. E. T. J.* (電学誌英文)、日立評論、電気学会連合大会及びアナログ計算機の国際会議を通じ公表し、広く批判を受けたものである。

# 第1編

## 低速度型アナログ計算機の 精度及び設計基準

# 第1編 低速度型アナログ計算機の精度及び 設計基準に関する研究

本論に入るに先立って演算精度に關する著者の見解を明らかにする。

アナログ計算機の精度については確定的な定義がないが、大別して演算器単体の精度、またはこれらを組合せて行つた演算に対する精度(2の誤差を綜合演算誤差と稱する)の2つが考えられる。更にこれに附加して解を記録する記録計の精度をも考えねばならない。いま記録計の精度を除き演算器単体の精度について考慮するとしても、入力電圧が単位電圧の場合、正弦波電圧の場合等入力信号の形状により誤差の程度は趣を異にする。同様に綜合精度についても対象とする微分方程式の形状、演算周波数、演算時間によりその値が違ってくる。従つて單に精度何%と稱することは困難であるが、一般には演算器単体精度でしかも入力に単位電圧が加わつた場合の精度をアナログ計算機の精度と稱しているものが多いようである。著者は単体の精度だけで性能を云々することは計算機の實際の使用面から考えても不充分であり、サークルテストが綜合精度に対する必要條件になり得る見地からこの性能試験を附加してきた。すなわち公稱綜合精度としてはサークルテストの演算周波数  $\omega = 1 \text{ rad/sec}$ 、演算時間30秒における精度を与え綜合演算誤差の目安としている。

17 項欠

# 第1章 線型演算器の伝達関数 と積分コンデンサの等 価回路



# 第1章 線型演算器の伝達関数と積分コンデンサ の等価回路<sup>(1)</sup>

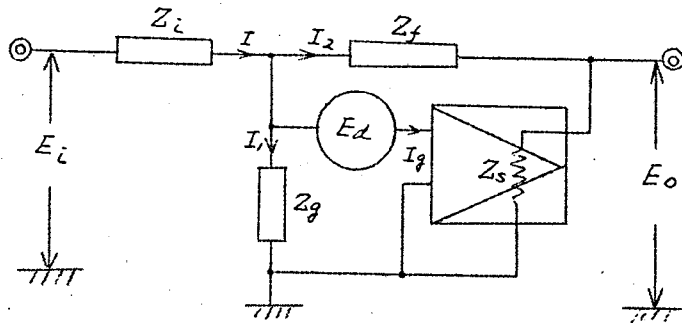
## (I) 緒言

アナログ計算機（以下アナコンと略称する）の線型要素は帰還演算器が主体をなし、演算インピーダンスの変更により任意にその伝達関数を変更出来る特長を有している。一方帰還演算器に使用する演算インピーダンス演算増巾器（鼎回路増巾器をさす）の不完全さは、線型要素の単体精度及びこれらを組合せて演算した場合に生ずる総合精度に影響を与える。本章では第2章以下で考察する各誤差理論の基礎として、帰還演算器伝達関数について考察する。

ついで積分コンデンサの等価回路について考察し、極性高分子に高い近似を与える Cole-Cole の実験式から得た等価回路をコンデンサの吸収現象に適用し、実験的にこれを確かめ、第1次近似として適切であることを明らかにし、更に吸収定数  $K(\alpha)$  を定義した。

## (II) 帰還演算器の伝達関数

第1図は帰還演算器の等価回路を示す。図において  $Z_i$ : 入力インピーダ



$I_g$ : 格子電流,  $E_d$ : ドリフト電圧

第1図 帰還演算器等価回路

ンス,  $Z_f$  : 帰還インピーダンス

$Z_g$  : 増巾器入力インピーダンス

$Z_s$  : 増巾器出力インピーダンス

$E_d$  : ドリフト電圧 (増巾器初段に換算)

$I_g$  : グリッド電流  $\mu$  : 増巾器利得

とすると、入力電圧  $E_i$  と出力電圧  $E_o$  は次のようにして得られる、第1図においてキルヒホッフの法則を適用すれば (以下大文字はラプラス変換された値を示し、小文字は時間領域の値を示す)。

$$\left. \begin{aligned} E_i &= I Z_i + E \\ E &= I_2 Z_f + E_o \\ E_o &= I_2 Z_s - \mu(E + E_d) \\ E &= I_1 Z_g \\ I &= I_1 + I_2 + I_g \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$\therefore E_o = \frac{-E_i(\mu Z_f - Z_s) - \mu E_d(Z_i + \frac{Z_i Z_f}{Z_g} + Z_f) + I_g Z_i(\mu Z_f - Z_s)}{(1 + \mu) Z_i + \frac{Z_i Z_f}{Z_g} + Z_f + Z_s(1 + \frac{Z_i}{Z_g})}$$

$$\therefore E_o = -\frac{Z_f(\mu - \frac{Z_s}{Z_f})(E_i - I_g Z_i)}{Z_i\{1 + \mu + (Z_f + Z_s)(\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_g})\}} - \frac{\mu E_d\{1 + Z_f(\frac{1}{Z_g} + \frac{1}{Z_i})\}}{\{1 + \mu + (Z_f + Z_s)(\frac{1}{Z_g} + \frac{1}{Z_i})\}} \dots\dots\dots (2)$$

$$Z_s \simeq 0 \text{ とし } \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_g} = \frac{1}{Z}, \quad \beta = \frac{\mu}{1 + \mu + \frac{Z_f}{Z}} \text{ とすると}$$

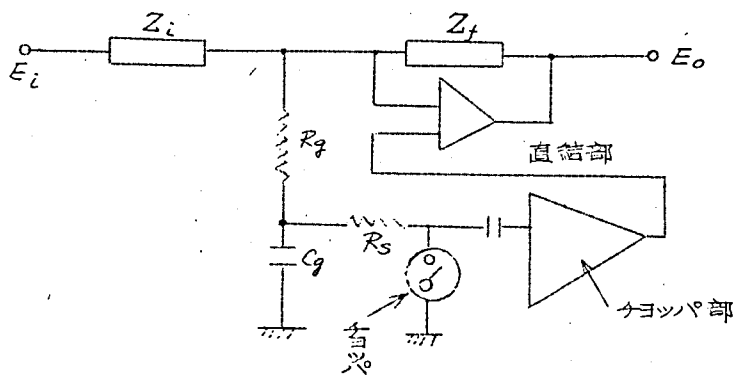
$$E_o = -\frac{Z_f}{Z_i} \beta (E_i - I_g Z_i) - E_d \beta \dots\dots\dots (3)$$

この式で注意すべきことは  $E_i, I_g$  に対して  $Z_g$  は帰還がかかることにより  $\mu$  倍の値に改善されたことに等しくなっている。ドリフトに対しては  $Z_g$  はそのままの値で影響を与える。  $Z_g \simeq \infty$  とすると

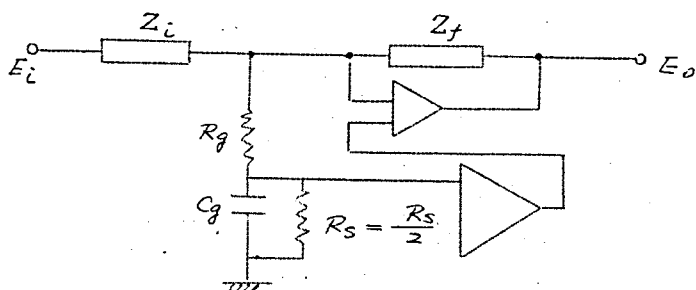
$$E_o = -\frac{Z_f}{Z_i} \beta (E_i + E_d - I_g Z_i) - E_d \beta \dots\dots\dots (4)$$

$Z_g \simeq \infty$  の仮定は直結増巾器だけからなる演算器に対しては充分成立する。組合せ増巾器<sup>(2)</sup>では  $Z_g \neq \infty$  であり、この場合の  $Z_g$  のドリフトに及ぼ

す影響を考える場合には  $Z_g$  として次式を用いることが適当であることが第2図から求まる。ドリフトの如き超低周波域では第2図(b)が成立するからである。



(a) 演算増幅器入力回路



(b) 同上等価回路

第2図  $Z_g$  の説明図

$$Z_g = (R_g + R_s') \left( 1 + \frac{R_g R_s'}{R_s' + R_g} C_g p \right) / (1 + C_g R_s' p) \quad (5)$$

例えば(5)において

$$R_s' = 0.5 \text{ M}\Omega, \quad R_g = 0.2 \text{ M}\Omega$$

$C_g = 0.1 \mu\text{F}$  を代入すると

$$Z_g \approx 0.7 \frac{1 + 0.05p}{1 + 0.014p}$$

$$\approx 0.7 (M\Omega)$$

になる。

次に(4)では演算増巾器に周波数特性を考慮していないが、これを考慮すると $\mu$ の値は $p$ の関数として与えられる。いま演算増巾器として直交変換回路をもつドリフト自動補償回路(以下チヨッパ部と略す)をもつ組合増巾器を対象とし、そのチヨッパ部、直結部の利得ならびに周波数特性を与える時定数を第3図(a)のようにそれぞれ $\mu_1, \mu_2, \tau_1, \tau_2$ とすると $\mu$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mu &= [\mu_2 / (1 + p\tau_2)] [1 + \mu_1 / (1 + p\tau_1)] \\ &\approx \frac{\mu_1 \mu_2 [1 + p(\tau_1 / \mu_1)]}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} \\ &\equiv \frac{\mu_0 (1 + p\tau_0)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} \quad \dots\dots\dots (5) \\ &\quad (1 \ll \mu_1) \quad (\text{第1図参照}) \end{aligned}$$

$\tau_0$  はチヨッパ部の利得が0 db となる周波数特性を表わす時定数となる。演算増巾器の周波数特性を第3図(b)のように仮定した時には、

$$20 \log \mu_1 = 20 \log (\tau_1 / \tau_2) \cdot$$

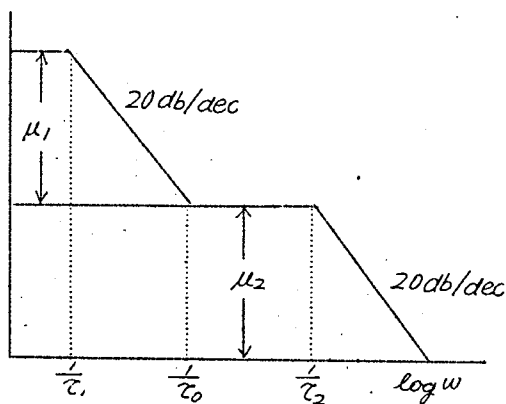
となり、(3)で $\tau_2 = \tau_0$ となり、(5)は

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + p\tau_1} \quad \dots\dots\dots (6)$$

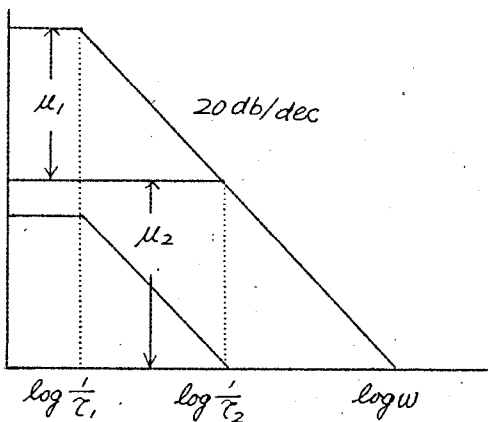
直結部のみからなる演算増巾器(繰返型アナコン用の増巾器、中精度アナコン用増巾器)に対しては、その周波数特性は右どか(b)で表わされ、その場合には $\mu_0$ が直流利得、 $\tau_1$ がその周波数特性を与える時定数となり、第2章以下でのべる $\tau_2 = \tau_0$ の条件から得られた結果がそのままこれ等の演算増巾器の設計に利用出来る。

(4), (5)より増巾器が周波数特性をもつ場合の演算増巾器の伝達関数が計算出来る。例えば積分器を考え演算インピーダンスが理想的であるとすると(4), (5)より $Z_i = R, Z_f = 1/cp$ として

$$\left. \begin{aligned} E_o &= -\frac{1}{pCR} \beta (E_i + E_d - I_g R) - E_d \beta \\ \beta &\simeq 1 - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \left(1 + \frac{1}{pCR}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$



(a).



$$\log \frac{1}{\tau_2} - \log \frac{1}{\tau_1} = \log \mu, \text{ したがって}$$

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \mu,$$

(b)

第3図 演算増幅器周波数特性説明図

### 〔Ⅲ〕 積分コンデンサの等価回路

#### (3.1) 一般的考察

吸収現象を考慮したコンデンサの等価回路として、屡々簡単な極性液体についての *Debye* の理論から導かれた回路が用いられるが、<sup>(3)</sup>これから導いた理論式は第1編第3章の実験例で示すように実験結果と一致しない。一方高分子物質の誘電特性についての実験結果についても、*Debye* の理論は単に定性的な説明を与えるだけであって、実験値とはかなりの違いを生じている。<sup>(4)</sup>その理由は *Debye* 理論の適用される簡単な極性液体では、分子はすべて同一型で双極子も等しく、従って独立な分子として取扱われる。ところがコンデンサ材料の如く有機、または無機高分子物質の場合には、双極子は長い鎖でつながれており、高分子が全体として配向せず、鎖の屈曲性のために多くの異なる配列をする。故に *Debye* の場合の1つの緩和時間に対して、各セグメントの緩和時間が単位になる。

以上の諸点から高分子物質の誘電特性を表わす式として導かれた代表的なものに *Kuwss-Kirkwood* <sup>(5)</sup> 及び *Cole-Cole* の実験式 <sup>(6)(7)</sup> がある。前者は鎖状高分子に対して緩和時間の分布を考え、これをもとにした実験式であり、後者は *Debye* の式の変形としての実験式を与えた。著者は *Debye* 理論をもとにした考察と比較するために、以下各章においては *Cole-Cole* の実験式を用いた。

#### (3.2) *Debye* 理論と *Cole-Cole* の実験式による等価回路

##### (3.2.1) *Debye* の理論 <sup>(4)</sup>

第4図にこの場合の等価回路を示す。アドミッタンス  $Y$  は

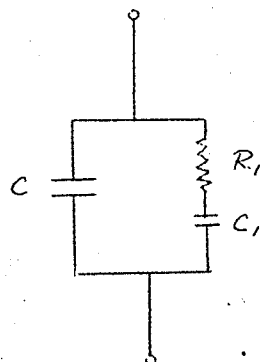
$$Y = C\omega + C_1\omega / (1 + \tau_E \omega^2)$$

$$\tau_E = C_1 R_1 \quad \dots\dots\dots (8)$$

いま  $Y = \epsilon C_0 \omega$  とすると

$$\epsilon = \frac{C}{C_0} + \frac{C_1}{C_0} \frac{1}{1 + \tau_E \omega^2} \quad (9)$$

周波数  $0, \infty$  に対する誘電率



第4図 *Debye* 理論に基づくコンデンサの等価回路

$$\text{を } \epsilon_0, \epsilon_\infty \text{ とすると } \epsilon_0 = \frac{C}{C_0} + \frac{C_1}{C_0}, \quad \epsilon_\infty = \frac{C}{C_0} \quad (10)$$

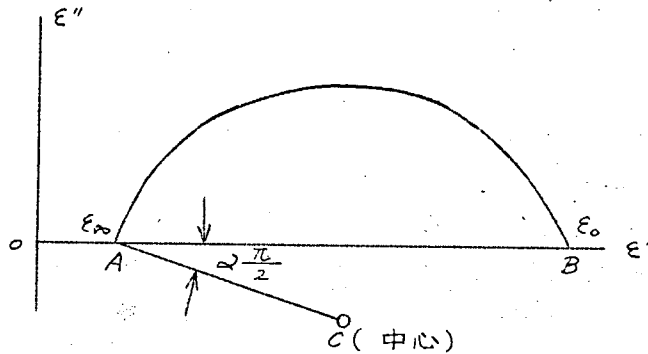
(9)(10) より誘電特性は

$$\epsilon - \epsilon_\infty = (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) / (1 + \tau_\epsilon p) \quad (11)$$

この場合の  $\epsilon$  の軌跡は  $(\epsilon_0 - \epsilon_\infty)$  を直径とする半円になる。

### (3.2.2) Cole-Cole の実験式<sup>(6)</sup>

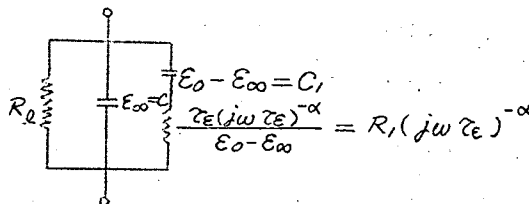
Cole-Cole は種々の高分子物質を含む固体誘電体についての実験値から複素誘電率  $\epsilon$  の軌跡が Debye 理論の如く半円ではなく、第5図に示すように  $AB$  を弦とする円弧になることを示した。これが Cole-Cole の円弧則であり、その実験式として (11) に対応して (12) を与えた。



第5図 Cole-Cole の円弧則の図的表現

$$\epsilon - \epsilon_\infty = (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) / 1 + (p\tau_\epsilon)^{-\alpha} \quad (12)$$

$\alpha = 0$  の場合に (11) と一致する。この実験式を適用した場合のコンデンサの等価回路を第6図に、等価アドミタンスを次式で示す。



第6図 積分コンデンサの等価回路

$$Y = \left( \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{1 + (p\tau_E)^{1-\alpha}} \right) p$$

$$= C_p + C_l p / \{ 1 + (\tau_E p)^{1-\alpha} \}, \quad \tau_E = C_l R_l \dots\dots\dots (13)$$

但し  $\varepsilon_0 = \frac{C}{C_0} + \frac{C_l}{C_0}, \quad \varepsilon_{\infty} = C/C_0$

第6図の等価回路のコンデンサの単位電圧  $\Pi$  に対する過渡電流（吸収電流） $i(t)$  は次式で与えられている。<sup>(7)</sup>

$$i(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_E} (1 - \alpha) \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{-\alpha}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} \cdot n}{\Gamma[1 + n(1 - \alpha)]} \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{(n-1)(1-\alpha)} \quad \Pi$$

( $t/\tau_E < 1$ ) (14)

$$i(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_E} (1 - \alpha) \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{-(2-\alpha)}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} \cdot n}{\Gamma[1 - n(1 - \alpha)]} \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{-(n-1)(1-\alpha)} \quad \Pi$$

( $t/\tau_E > 1$ ) (15)

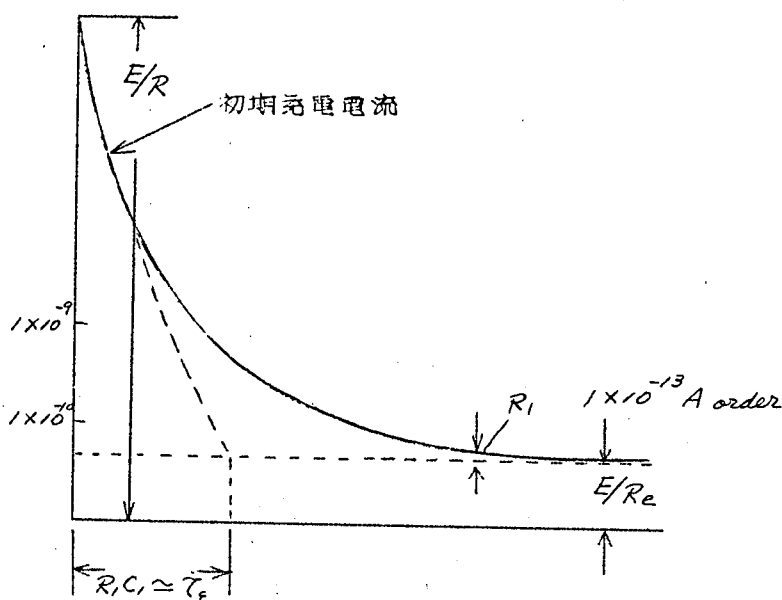
#### 〔Ⅳ〕 過渡応答法によるコンデンサの吸収及び漏洩現象の測定 (1)

著者は過渡応答法により第6図の等価回路の諸定数  $C_l, R_l$  および漏洩抵抗  $R_e$  を測定した。 $R_l, R_e$  はともに  $10^9 \sim 10^{10} \Omega$  程度であり、印加電圧を  $100V$  とすると、これらの定数の測定は結局  $10^9 \sim 10^{13} A$  ぐらいの微小電流の時間的变化の測定に帰着する。（第7図参照）即ち、(1) 検流計を用いて直接電流を測定するか、(2) 既知抵抗  $R$  の端子電圧降下から電流値を測定するかである。

(1)の方法は適当な感度の検流計の入手が可能であれば、きわめて簡便かつすぐれた方法であるが、電流感度が  $10^{-10} A$  またはそれ以上になると、検流計の固有振動が数秒ないし数十秒になり、コンデンサの緩和時間



$\tau_E (\approx R, C)$  に近い値となって  $R, C$  の測定が困難になる。たとえばポリステレンコンデンサ (以下スタコンと略称する), ポリエチレンコンデンサ (以下エタコンと略称する) では,  $\tau_E$  が数秒ないし数十秒である。

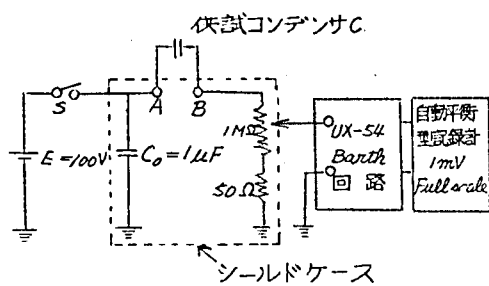


第7図 コンデンサ充電電流の時間的变化

(2)の方法では,  $R$  を充分大きくとり, 測定を容易ならしめるのが普通であるが, 供試コンデンサ  $C$  と  $R$  による時定数が  $\tau_E$  にくらべて充分小さいことが要求され,  $R$  としては高々  $1 M\Omega$  以下を選ばなければならない。従って  $10^{-10} A$  を測定するとして,  $100 \mu V$  以下の電圧の増幅が問題になる。著者は次に示す方法によりこれを行つた。

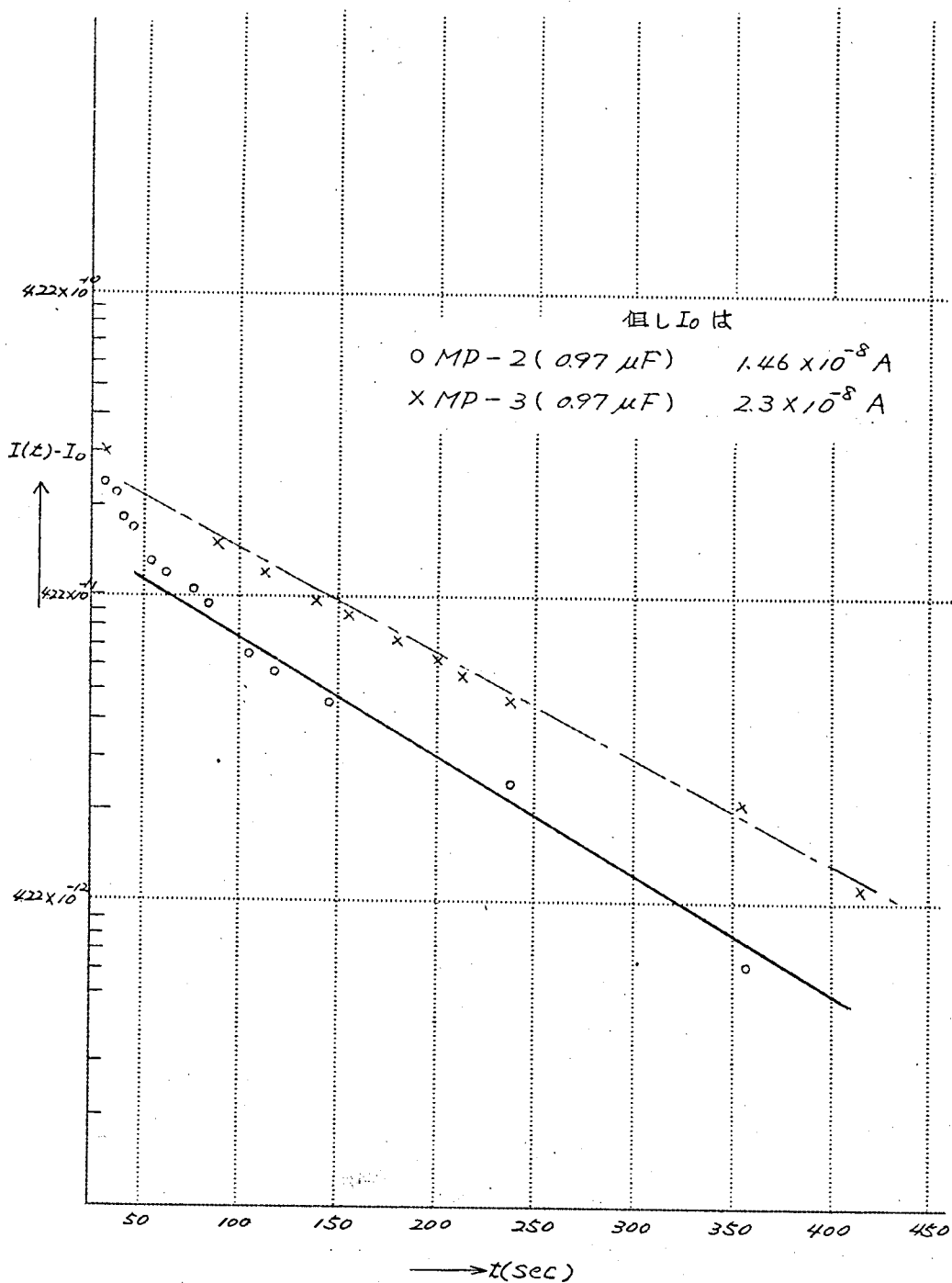
(1) テヨッパ変調増幅回路を使用し, 出力電圧を高抵抗を通して電流計で読む方法である。この方法は微小電流のかかなり速い時間的变化を読取りにくいのために, 実際には次に示す方法により自記測定した。

(2) 測定回路を第8図に示す。図中  $C_0$  は, スイッチ  $S$  の on, off の状態により,  $A$  点のインピーダンスレベルが変わることによる雑音レベルを改換するために挿入したものである。普通のスイッチは閉路状態においても漏洩電流が流れ,  $C$  が徐々に充電されるため, 実際には  $S$  の代わりに電池端子に線を直接接続する方法をとった。各種コンデンサの吸収電流の測定結果を第9~第11図に示す。この実験精度は Barlett 回路および記録計

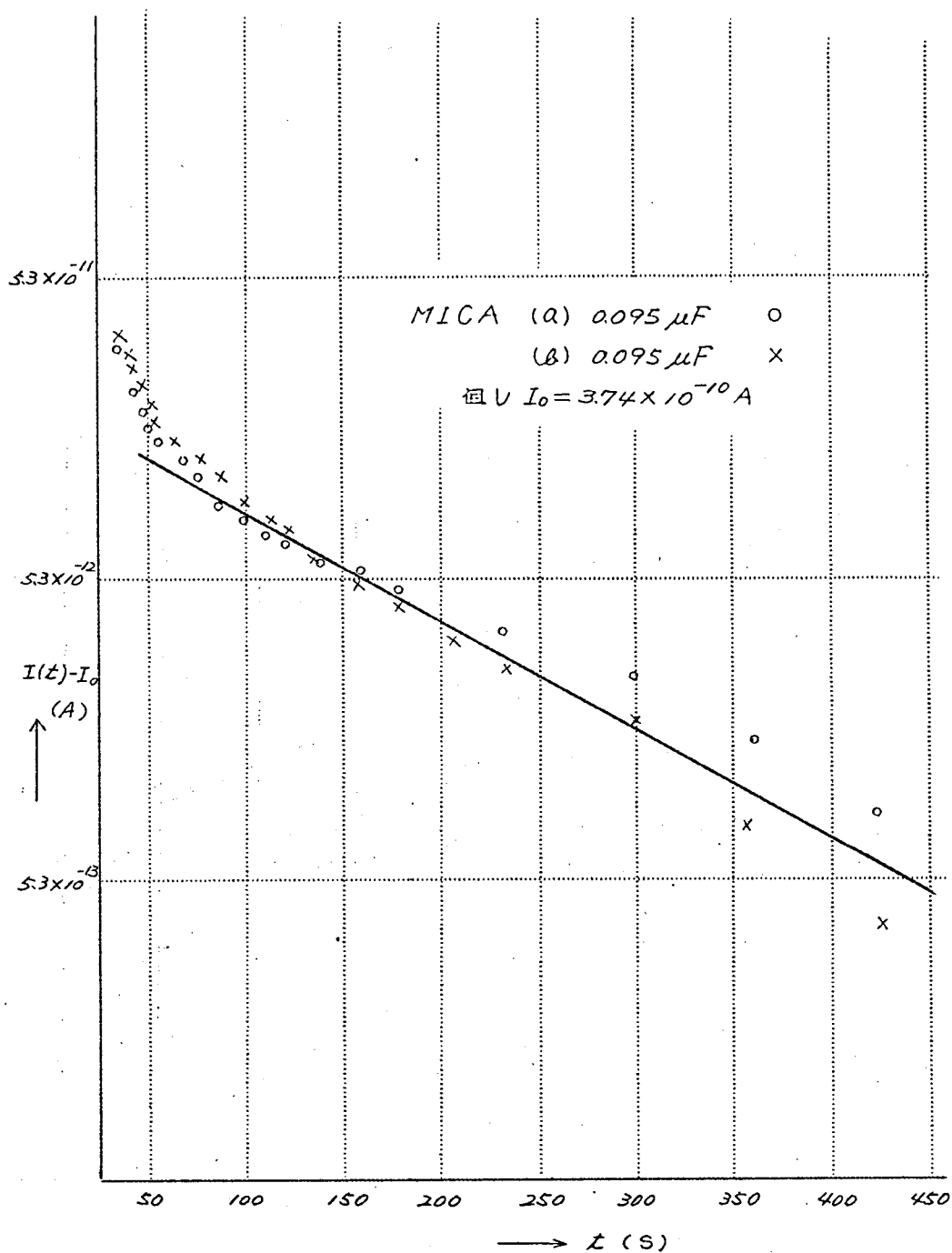


第8図 コンデンサ充電電流測定回路の原理図

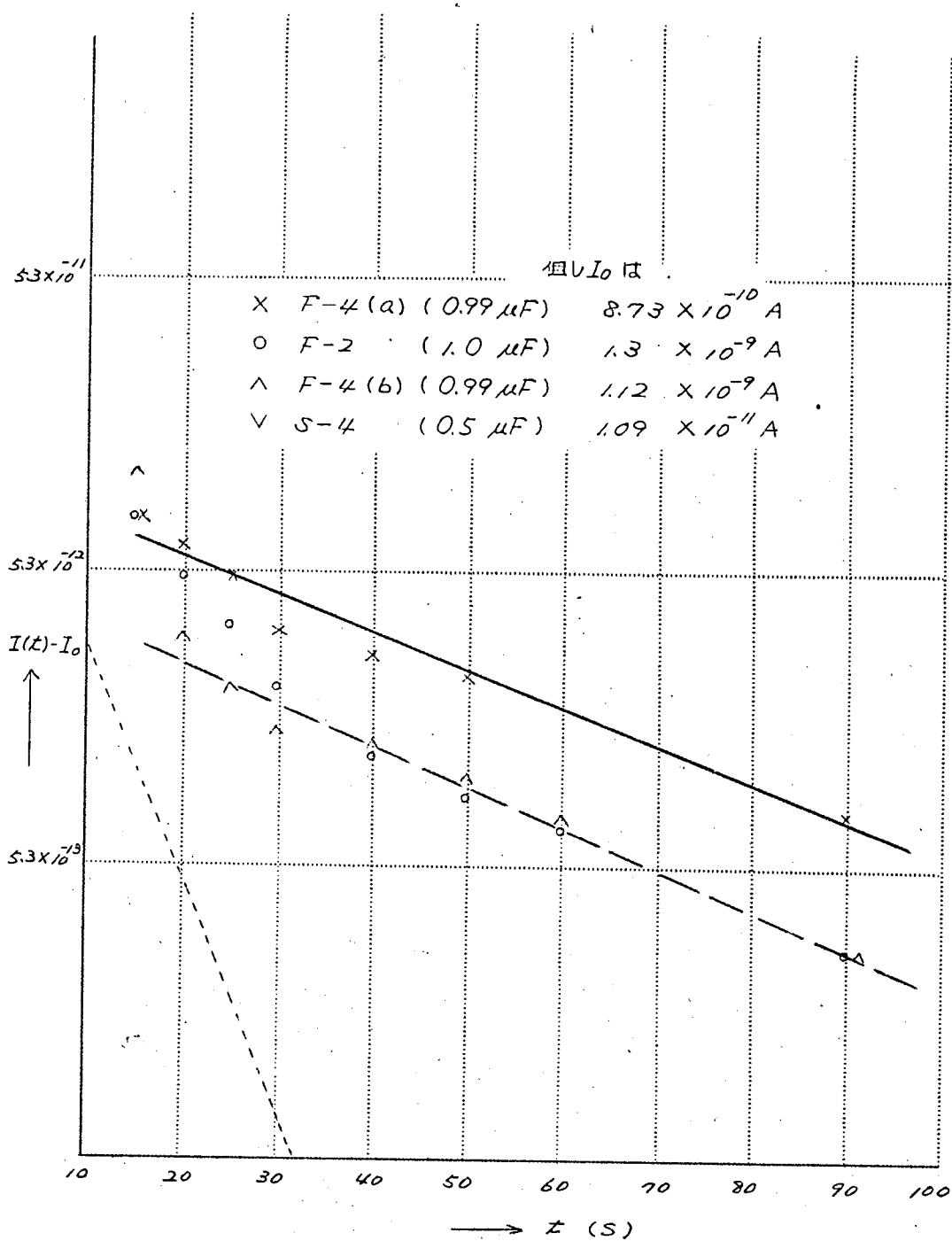
の利得変動を考慮すれば約10%程度と考えられる。



第9図 吸収電流測定結果 (MPコンデンサ)



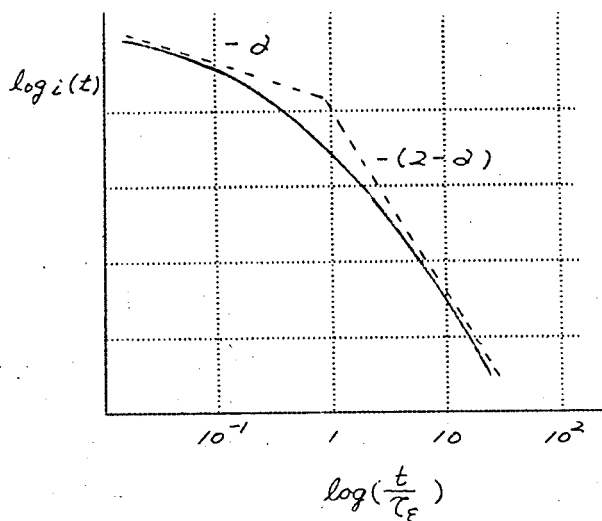
第10図 吸収電流測定結果 (雲母コンデンサ)



第11図 吸収電流測定結果 (F: ポリシリコンデナ, S: ポリシリコンデナ)

# (V) 吸収定数及び漏洩抵抗値の決定<sup>(1)</sup>

充電電流曲線から吸収，漏洩定数および $\alpha$ を決定する方法および測定結果について述べる。Cole-Coleの理論に従った場合の，単位電圧 $\mathcal{E}$ に対する過渡応答電流の吸収成分 $i(t)$ と $(t/\tau_E)$ を両対数目盛で描くと，(14)，(15)式より明らかなごとく， $t/\tau_E \ll 1$ ， $t/\tau_E \gg 1$ の範囲では $i(t)$ はそれぞれ $-\alpha$ ， $-(2-\alpha)$ の勾配を有する直線で近似させうる，この概略を第12図に示した。即ち $i(t)$ と $(t/\tau_E)$ を両対数目盛で描き，その近似直線の勾配を測定することより $\alpha$ の値を決定出来る。



第12図 過渡電流 $i(t)$ と $\frac{t}{\tau_E}$ との関係  
(縦軸のスケールは試料により異なる)

しかし実験を行いた(  $\frac{t}{\tau_E}$  )は $0.1 \sim 10$ の範囲であり，第7図より明らかなように両勾配の中間部に相当し， $\alpha$ を精度よく決定することは困難である。

$\tau_E$  は充電電流  $\{I(t) - I_0\}$  を半対数方眼紙に描き，その直線の勾配から求める。但し $I_0$  は $t$ が充分大きくなった後の電流値である。これは吸収電流としてDebyeの理論に基づいた値 $(E/R_1)\exp(-t/R_1C_1)$ の形を用いることであり，この $\tau_E$ を用いて次に述べる $C_1$ ， $R_1$ を決定することは，一般にDebyeの半円とCole-Coleの円弧とが同一の $\epsilon_0$ ， $\epsilon_\infty$ をもち，かつ実験が $\epsilon_0$ の近くで行われているために，少なくとも第1近似としては

評しうる。Cole-Coleの実験結果からもこのことが言える。 $C_1, R_1$  すなわち第1図の等価回路の $\epsilon_0 - \epsilon_\infty, \tau_\epsilon / (\epsilon_0 - \epsilon_\infty)$ の値については次式を用いて決定する、すなわち(14)式および(15)式より、それぞれ第1項のみをとり、

$$E \cdot R \{ (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) / \{ \tau_\epsilon \cdot \Gamma(1-\alpha) \} \} (t/\tau_\epsilon)^{-\alpha} = V$$

$$(t \ll \tau_\epsilon) \dots\dots\dots (16)$$

$$E \cdot R \{ (\epsilon_0 - \epsilon_\infty)(1-\alpha) / \{ \tau_\epsilon \Gamma(\alpha) \} \} (t/\tau_\epsilon)^{-(2-\alpha)} = V$$

$$(t \gg \tau_\epsilon) \dots\dots\dots (17)$$

但し $V$ は既知抵抗 $R$ の端子電圧である。

実験によると $t/\tau_\epsilon$ の範囲がマイカコンデンサ、MPコンデンサとステコン、エタコンとは異なり、前者は $0.24 \sim 3.4$  ( $1/3.4 = 0.3$ )、後者は $0.4 \sim 3.7$  ( $1/3.7 = 0.27$ )の程度である。(14)式は $t/\tau_\epsilon$ についての冪級数であり、(15)式は $\tau_\epsilon/t$ の冪級数である。従つてマイカ、MPの場合には $t/\tau_\epsilon = 0.24$ の値を用い(16)式で、ステコン、エタコンのときは $\tau_\epsilon/t = 0.27$ を用いて(17)式で計算するのが適當である。以上でわかるように、定数決定に用いた式(16)、(17)は、級数に展開された式(14)、(15)の第1項だけを用いている。これは一見かなりあらい近似のようであるが、級数が交番級数であるために、第2項以下を省略したとしても実際には10%程度の誤差におさまっている(追補/参照)。すなわち測定精度から考えて、この程度の近似で充分であると考えられる。

次に漏洩抵抗 $R_L$ は、 $t$ が充分大きくなった後の電流値 $I_0$ と既知抵抗 $R$ の端子電圧 $V$ より、印加電圧を $E$ とすると $I_0 = E/(R_L + R)$ 、 $V = R I_0$ の関係より求まる。

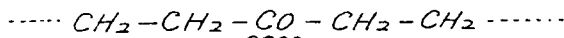
第9図～第11図の実験結果から求めたコンデンサの吸収及び漏洩に関する諸定数を示すと第1表のようになる。 $R_L$ の本測定結果ではステコンの値は余り良くない結果を示しているが以後の実験では $5 \times 10^5 M\Omega$ 以上である。吸収現象の程度を目安を示す値として著者は $\frac{C_1}{C} \cos(\frac{\pi}{2}\alpha) / \tau_\epsilon^{1-\alpha}$ を与えた。これを吸収定数 $K(\alpha)$ と定義してこの値の小さいことが望ましい。この理由は第3章でのべるが、 $K(\alpha)$ が積分コンデンサの吸収現象のアナコンの総合誤差に及ぼす影響を目安をつけるのに最も適當な値であると考えられるからである。マイカコンデンサ、MPコンデンサが $10^{-2}$ の程度

第1表 各種コンデンサの吸収特性(第6図参照)

種 別	C ( $\mu F$ )	$R_e$ ( $\times 10^5 M\Omega$ )	$R_i \left( = \frac{\tau_e}{\epsilon_0 - \epsilon_\infty} \right)$ ( $\times 10^5 M\Omega$ )	$\tau_e$ (s)	C/C ( $\times 10^{-4}$ )	$\alpha$	$(C/C)_{\omega(\frac{\pi}{2})} / \tau_e^{1-\alpha}$ ( $\times 10^{-5}$ )	$1/CR_e$ ( $\times 10^{-5} s^{-1}$ )
ポリカソソデンサ	0.5	95	0.97	5.6	1.2	0.6	3.3	0.021
ポリカソソデンサ	0.99	0.12	1.2	37.6	3.1	"	4.3	8.3
	1.0	0.71	2.3	32.6	1.6	"	2.2	1.4
雲母ソデンサ	0.085	2.8	0.24	123	540	0.88	530	3.8
MP	0.97	0.07	0.035	107	310	0.6	280	14
コンデンサ	"	0.045	0.036	130	370	"	315	23

であるのに対してスチコン、エチコンのそれは  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  の値を示している。

一方ポリエチレン、ポリステレンは無極性高分子として知られた物質で、原理的には損失率  $\epsilon''$  は温度、周波数に無関係にほぼ零に近い値を示すが、<sup>(8)</sup> 現実の物質では高圧重合の際や、成型の際に高温にするために酸化したり不純物が入ったりして極性の分子が生成し、これが誘電損の原因となるといわれている。<sup>(9)</sup> また試料を紫外線に照射すると、酸化による劣化が促進されることもよく知られているところで、実際に赤外線吸収の実験を行うと  $CO$  ラジカル<sup>(10)</sup> の線が相当に強く現われるのは、上記の理由で、



の形の極性分子が存在するためと考えられる。

他方、ポリエチレン、ポリステレンの誘電率  $\epsilon'$ 、損失率  $\epsilon''$  の周波数特性に関する測定データはきわめて少ない上に、従来の報告による  $\epsilon'$  の値は小さく周波数にあまり依存しないので、<sup>(11)</sup> 真の  $\epsilon'$ 、 $\epsilon''$  の変化量はその測定誤差内に入る可能が大である。

本測定結果も測定方法から推してエチコン、スチコンに関する第1表のデータは極めて不十分と考えられる。この点第3章でのべる高精度アナコンのサークルテストから類推出来る値の方が測定精度が高い。表中の  $\alpha$  の値についても、上記の理由から誘電体損の主要原因である極性高分子の一般的値  $\alpha = 0.6 \sim 0.8$  を使用している。



## (Ⅵ) 結 言

本章では主として次章以下の考察を行うに当り必要と考えられる基礎事項について考察した。このうち特に積分コンデンサの吸収現象についての Cole-Cole の等価回路は著者が初めて採用した回路であつて、積分器の等価回路を考える場合に重要である。Cole-Cole の諸定数の過渡応答法による測定方法、測定結果並びに定数算出法について詳述した。これらの数値は次章以下の解析の上で重要な意味をもつものである。

### 〔追補1〕 コンデンサ定数決定法(補足)

(14) 式は  $t/\tau_E$  の昇幂に展開されているから、 $(t/\tau_E) \ll 1$  ならば (14) 式の第1項のみをとって (16) 式を出すことは妥当な近似である。一方、(15) 式は  $(t/\tau_E)$  の負の幂級数に展開されているから、 $t/\tau_E \gg 1$  なら級数展開の第1項のみをとって (17) 式を出すこともまた適当である。しかし  $(t/\tau_E)$  として実験から求まる値は、最小値でも 0.24 の程度であり、最大値は 3.7 の程度にしかすぎない。従つて  $t/\tau_E \approx 0.24$ ,  $t/\tau_E \approx 3.7$  程度の値の場合に、それぞれ (16), (17) 式を用いることにより、どの程度の誤差が入ってくるかをそれぞれ MP コンデンサ、スタコンの場合について検討した。この際、級数展開式の第2項から第4項までの和をもつて誤差のめやすとしている。

MP コンデンサの場合

$$i(t) = \frac{(\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty)}{\tau_E} \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{-\alpha} (a_1 + a_2 + a_3 + a_4)$$

$$a_1 = 1/7.86, a_2 = -0.23, a_3 = 0.304,$$

$$a_4 = -0.085$$

$$\text{故に } (a_2 + a_3 + a_4)/a_1 \approx -0.086$$

スタコンの場合

$$i(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{\tau_E} (1-\alpha) \left( \frac{t}{\tau_E} \right)^{-(2-\alpha)} \\ \times (a_1 + a_2 + a_3 + a_4)$$

$$a_1 = 0.672, a_2 = -0.273, a_3 = -0.206,$$

$$a_4 = 0.274$$

$$\text{故: } (a_2 + a_3 + a_4) / a_1 \approx -0.30$$

## 第2章 低速度型アナログ計算器 用積分器の演算誤差につ いて

## 第2章 低速度型アナログ計算機用積分器の 演算誤差について<sup>(13)(14)</sup>

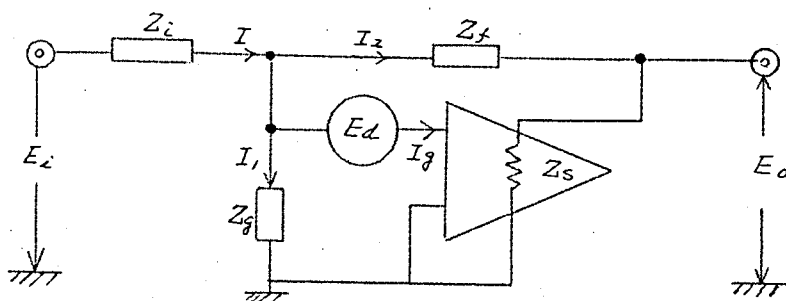
### (I) 緒言

本章においては積分器単体について各種演算誤差の原因を検討し、これらの影響について考察した。特に積分器を考察の対象とした理由は他の線型演算器（例えば係数器、加算器等）に比し、演算誤差が時間と共に累積しその値が大きくなる可能性が極めて大きいと考えられるからである。

演算誤差は演算インピーダンス、演算増巾器及びこれの附属回路に起因するもの3つに大分し、単位周波数電圧（以下単位電圧と略称する）、正弦波状電圧の積分を行う場合について検討した。前者からは主として増巾器設計上の諸問題、後者からは演算器制御回路に関する諸問題を明らかにしこれらの設計上の資料を与えた。なお演算インピーダンスはすべて真値を有するものとして解析した。

### (II) 積分器の伝達関数

第1図において出力電圧  $E_o$ 、入力電圧  $E_i$ 、増巾器入力ドリフト電圧  $E_d$ 、グリッド電流  $I_g$  の間には次の関係が成立する（第1章参照）



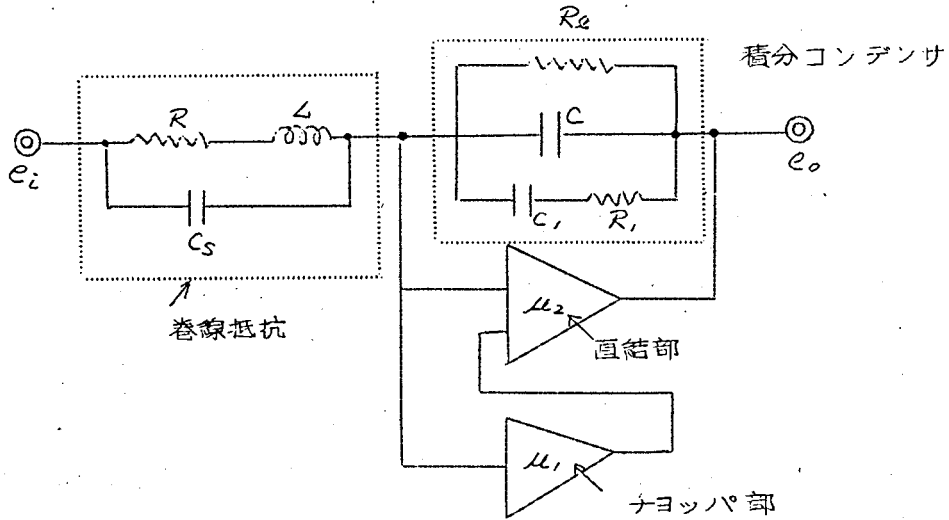
$Z_i, Z_f$  : 演算インピーダンス  $I_g$  : グリッド電流  $E_d$  : ドリフト電圧  
 $\mu$  : 増巾器利得  $Z_g$  : 増巾器入力インピーダンス  $Z_s$  : 増巾器出力インピーダンス

第1図 演算増巾器等価回路

$$E_o = -\frac{Z_f}{Z_i} \beta (E_i + E_d - Z_i I_g) - \beta E_d \quad (1)$$

$$\beta = \frac{\mu}{1 + \mu + \frac{Z_f}{Z_i}} \approx 1 - \left(\frac{1}{\mu}\right) - \left(\frac{1}{\mu}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_i}\right), \text{ if } |Z_f/Z_i| \ll \mu$$

積分器の場合には（第2図参照）



$R, C$  : 積分抵抗, 積分コンデンサ (理論値)

$L$  : 巻線抵抗インダクタンス,  $C_s$  : 巻線抵抗等価浮遊容量

$C_1, R_1$  : Cole-Cole の関数,  $C_1 R_1 = \tau_E$

$R_e$  : コンデンサ漏洩抵抗

第2図 積分器の説明図

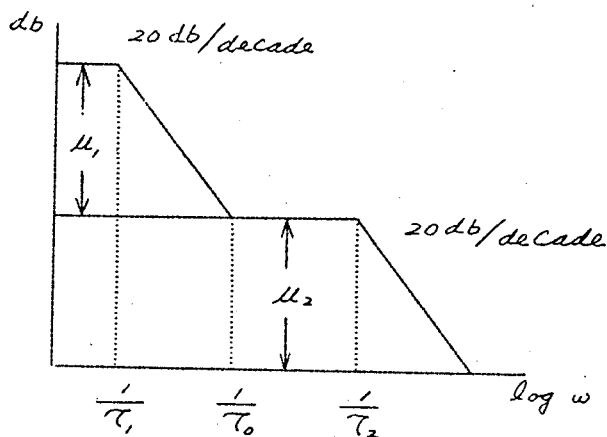
$$\left. \begin{aligned} Z_i &= R / \left\{ 1 + (C_s R - \frac{L}{R}) p \right\} \\ Z_f &\approx \frac{1}{Cp} \left\{ 1 - \frac{C_1}{C} \frac{1}{1 + (p\tau_E)^{-\alpha}} - \frac{1}{CR_e} \frac{1}{p} \right\} \equiv \frac{1}{Cp} \left\{ 1 - d_c(p) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\text{但し } C_1/C \ll 1 \quad 1/CR_e \ll 1$$

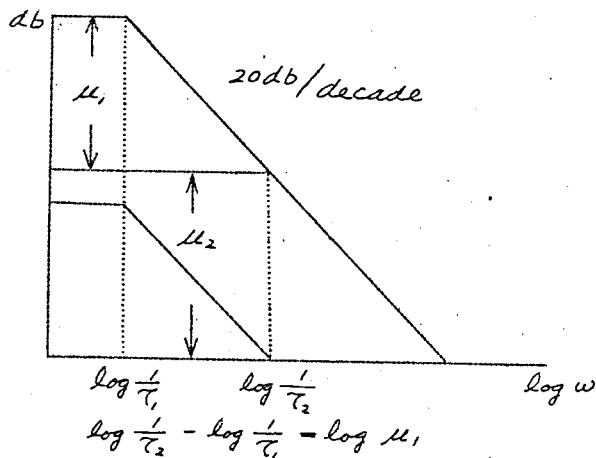
(2)の  $Z_i$  は積分抵抗に巻線抵抗を用いた場合を考慮した値であり,  $C_s$  は両端間の等価浮遊容量,  $L$  は巻線のインダクタンスである。  $Z_f$  中の

$C, R,$  は積分コンデンサの吸収現象に第1章で詳述した *Cole-Cole* の実験式を適用して得た関数で,  $R_s$  はコンデンサ両端子間の漏洩抵抗である。

演算増巾器としては直交変換回路を有するドリフト自動補償回路(以下チヨッパ部と略称する)をもつ組合せ増巾器を対象とし、そのチヨッパ部、直結部の利得並びに周波数特性をそれぞれ  $\mu_1, \mu_2, \tau_1, \tau_2$  とすれば(第3図(a)参照)増巾器利得  $\mu$  は次式で与えられる。



(a)



$$\therefore \frac{\tau_1}{\tau_2} = \mu_1$$

(b)

第3図 演算増巾器周波数特性説明図

$$\begin{aligned}\mu &= \frac{\mu_2}{1+p\tau_2} \left(1 + \frac{\mu_1}{1+p\tau_1}\right) \\ &\approx \frac{\mu_1\mu_2 \cdot (1+p\frac{\tau_1}{\mu_1})}{(1+p\tau_1) \cdot (1+p\tau_2)} \equiv \frac{\mu_0(1+p\tau_0)}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} \dots\dots\dots (3)\end{aligned}$$

$$\text{但し } \mu_0 = \mu_1\mu_2 \quad \tau_0 = \tau_1/\mu_1, \quad 1 \ll \mu_1$$

となり、 $\tau_0$  はトッパ部の利得が 0 db となる周波数特性を表わす時定数となる。前記諸式より

$$\begin{aligned}\beta(p) &= 1 - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \cdot \frac{1}{PCR} \{1 - \delta_C(p)\} \\ &\approx 1 - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \cdot \frac{1}{PCR} \dots\dots\dots (4)\end{aligned}$$

故に (1), (4) より

$$\begin{aligned}E_O(p) &= -\frac{1}{CRP} \left\{ 1 - \delta_C(p) - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \cdot \frac{1}{RCP} \right\} \\ &\quad \times \left\{ E_i(p) + E_d(p) - I_g(p) \cdot R \right\} \\ &\quad - \left\{ 1 - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \cdot \frac{1}{RCP} \right\} E_d(p) \dots\dots\dots (5)\end{aligned}$$

(5)は積分器の伝達関数であって  $-\frac{1}{CRP} E_i(p)$  を除いてはすべて演算誤差となる因子である。前者は  $E_i(p)$ 、 $E_d(p)$ 、 $I_g(p)$  として種々の波形を対象としてその場合の誤差について論じ、これらの改善策について考察した。以下これらについて述べる。

### (Ⅲ) 演算インピーダンス演算増巾器に起因する積分誤差

ドリフト電圧、グリット電流のない理想的増巾器を考えたとしても、演算増巾器の利得、周波数特性並びに積分コンデンサの吸収現象等により誤差を生ずる。本節では主としてこれらによる誤差について検討する。

この場合の入力電圧  $E_i$  に対する出力電圧  $E_o$  の値は (5) より

$$E_o(p) = -\frac{1}{RCP} \left\{ 1 - \delta C(p) + \left( C_S R - \frac{L}{R} \right) p - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \right. \\ \left. - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \frac{1}{RCP} \right\} E_i(p) \dots\dots\dots (6)$$

{ } 内第 2 項以下が誤差項である。第 2 項，第 3 項はコンデンサ積分抵抗に基づく誤差であり，第 4，5 項は増巾器の利得及び周波数特性に起因する誤差項である。いま入力信号の波形状として単位電圧，正弦波電圧を考え，これらが入力に加わった場合に生ずる積分誤差について考察する。

(3.1) 単位電圧の場合 ( $E_i(p) = \frac{e_i}{p}$ )

(6)より誤差項  $E(p)$  は

$$E(p) = \frac{e_i}{CRp^2} \left\{ \delta C(p) - \left( C_S R - \frac{L}{R} \right) p + \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \left( 1 + \frac{1}{CRp} \right) \right\} \dots\dots\dots (7)$$

まず(7)の 1, 2 項で表わされる演算インピーダンスに基づく誤差について検討する。(7) をラプラス逆変換するとこれによる誤差  $E(t)$  は

$$E(t) = \left\{ \frac{1}{\tau_e^{1-\alpha}} \frac{C_i}{C} \frac{1}{CR} \frac{t^{2-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)} + \frac{1}{C^2 R R_e} \frac{t^2}{2} \right\} e_i - \left( \frac{C_S}{C} - \frac{L}{CR^2} \right) e_i$$

或は所望の積分値  $-e_i(t/CR)$  に対する相対的な誤差を  $E_r$  とすると

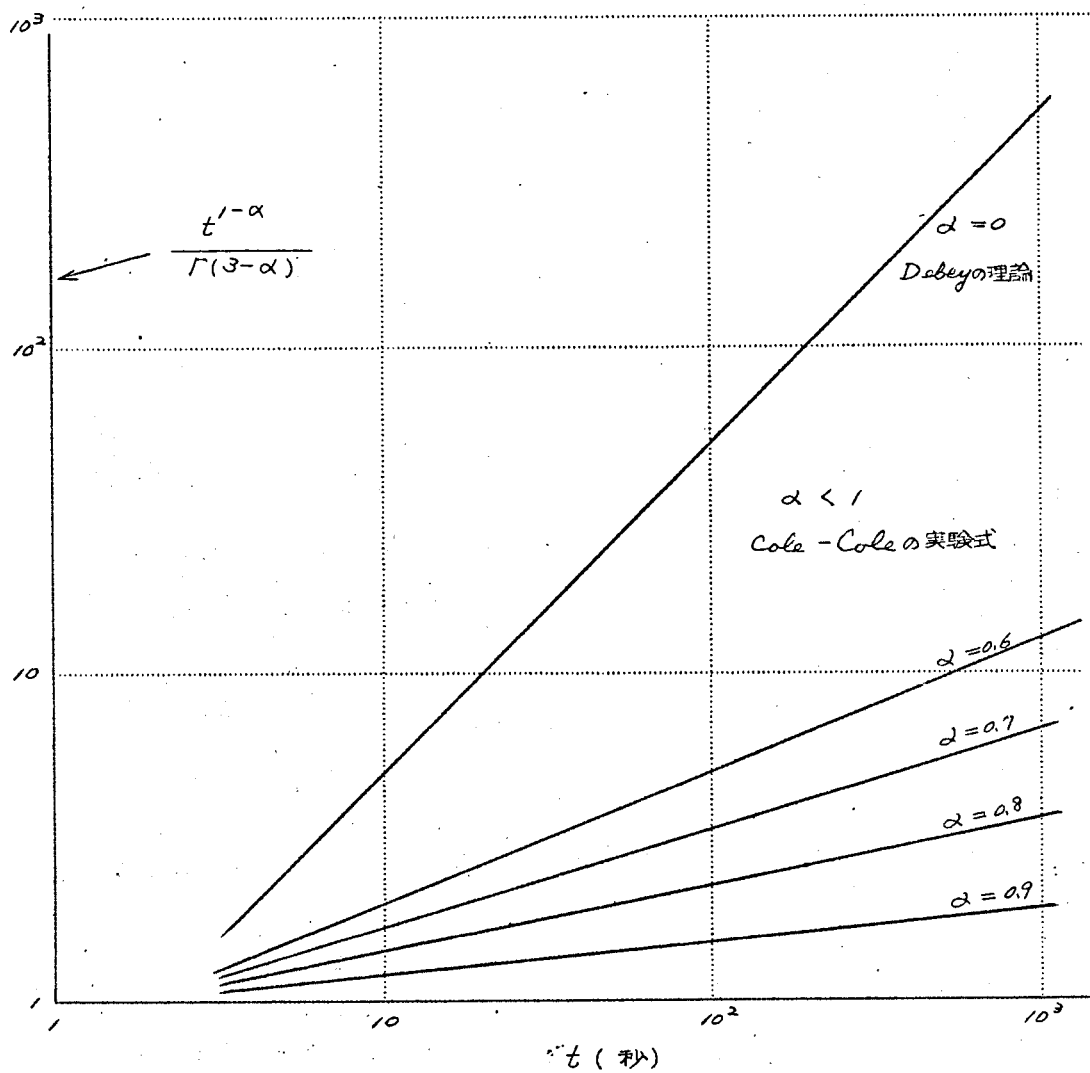
$$E_r(t) = - \left\{ \frac{1}{\tau_e^{1-\alpha}} \frac{C_i}{C} \frac{t^{1-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)} + \frac{1}{CR_e} \frac{t}{2} \right\} + \frac{1}{t} \left( C_S R - \frac{L}{R} \right) \dots\dots\dots (8)$$

(8)中の第 1 括弧が積分コンデンサ，第 2 括弧が積分抵抗によるものである。第 1 括弧内 1 項の  $\frac{1}{\tau_e^{1-\alpha}} \frac{C_i}{C}$  はコンデンサの吸収を表わす定数で，第 3 章でのべるコンデンサ吸収定数に相当する。第 1 章でのべたこれらの実測値を第 1 表に示した。各  $\alpha$  に対する  $\frac{t^{1-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)}$  の直線群が第 4 図であり，

第 1 表 コンデンサ吸収定数

種 別	$C/C(10^{-4})$	$C/C \cdot 1/\tau_e^{1-\alpha}(10^{-5})$	$\alpha$
ポリエチレンコンデンサ	1.2	5.6	0.6
ポリステレンコンデンサ	3.1 ~ 1.6	7.3 ~ 3.7	0.6
マイカコンデンサ	540	2800	0.88





第4図  $\frac{t^{1-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)}$  の計算値

第1表と組合せるとコンデンサ吸収現象に基づき誤差項が求まる。例えばポリステレン、ポリエチレンコンデンサの場合吸収定数が第1表より略  $5 \times 10^{-5}$  で第4図より  $\alpha = 0.6$   $t = 30$  秒として  $\frac{t^{1-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)} \div 3$  であるから吸収に基づく誤差は  $0.02\%$  以下になる。すなわち総合演算誤差に及ぼす影響に比して極めて小さく高精度積分器として充分な値である。これに対してマイカコンデンサ ( $\alpha \div 0.9$ ) では吸収定数が  $2.8 \times 10^{-2}$  程度であり、 $t = 30$  秒で  $3.5\%$  程度の誤差を生ずることとなる。従って高精度積分器に用いることは出来ない。

次にコンデンサの漏洩抵抗による誤差を  $t = 30$  秒における総合精度  $0.1\%$  を目標として  $0.01\%$  におさえるための許容抵抗値は (8) の  $\{ \}$  内第2項より  $R_e \geq 1.5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$  但し  $C = 1 \mu\text{F}$  になる。これは例えば相対湿度を  $70\%$  以下とすれば充分確保出来る値である。

次に (8) 第2括弧の積分抵抗による誤差はオフセット性のものであり、時間と共に減少し、しかも巻線抵抗自身の持つ  $C_s$  及び  $L$  の値は例えば  $500 \text{ K}\Omega$  の場合数  $\text{pF}$ 、数  $\text{mH}$  の値で積分器単体の誤差としてはまず考慮しなくてよい。更に加算積分器の場合使用しない他端子が浮く為に生ずる漂遊容量によって等価的に  $C_s$  が数百  $\text{pF}$  に増加する事もあるが、(8) より明らかなようにこれは全く問題にならない。(註1)

次に増巾器特性による誤差について考察する。

(7) のうちこれに關する部分のみをラプラス逆変換すると、

$$\mathcal{E}(t) = \frac{1}{\mu_0 CR} \left[ t + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right) + \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_0} e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right] + \frac{1}{\mu_0 (CR)^2} \left\{ \frac{t^2}{2} + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) t + \tau_1 \tau_2 - \tau_0 (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) \right\} e_i - \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right) e_i$$

今  $t/\tau_0 \gg 1$  (註2) とすると、

$$\mathcal{E}(t) \approx \frac{1}{\mu_0 CR} (t + \tau_1 + \tau_2 - \tau_0) + \frac{1}{\mu_0 (CR)^2} \left\{ \frac{t^2}{2} + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) t + \tau_1 \tau_2 - \tau_0 (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) \right\} e_i \quad (9)$$

(註1) 総合演算誤差に対してはコンデンサの吸収現象と共に誤差の主原因となる。これに關しては後報する。

(註2) 通常  $\tau_0 = 0.01 \sim 0.1$  秒  $t = 10 \sim 100$  秒程度の値をとる。

(9) より相対誤差  $\varepsilon_r$  は

$$\varepsilon_r(t) = -\frac{1}{\mu_0} \left\{ 1 + \frac{1}{t} (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) \right\} - \frac{1}{\mu_0 CR} \left\{ \frac{t}{2} + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) + \frac{1}{t} (\tau_1 \tau_2 - \tau_0 \tau_1 - \tau_0 \tau_2 + \tau_0^2) \right\} \quad (10)$$

(10) は増巾器の利得、周波数特性と、それによる誤差の関係を示す式である。いま  $CR = 1$  秒,  $\tau_1 = 20$  秒,  $\tau_2 = 0.05$  秒,  $\mu_0 = 10^7$  とし  $t = 30, 60$  秒後における  $\varepsilon_r$  を  $\tau_0$  に対して計算すると第5図をうる。 $\tau_0$  を大きくするほど  $\varepsilon_r$  の値が小さくなるがその改善率は小さいので  $10$  秒  $> \tau_0$  ならば  $\tau_0$  はどんな値でも大差がないといえる。

故に演算増巾器の周波数特性を第3図(b)の如く仮定して  $\tau_1$  による  $\varepsilon_r$  の影響について考察する。この周波数特性の傾斜が  $20 \text{ dB/dec}$  とすれば次式が成立する。

$$\log \mu_1 = \log \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad \therefore \mu_1 = \frac{\tau_1}{\tau_2}$$

$$(3) \text{ とより } \tau_2 = \tau_0 \quad \dots\dots\dots (11)$$

(11) を (10) に代入すると

$$\varepsilon_r = -\frac{1}{\mu_0} \left\{ 1 + \frac{\tau_1}{t} + \frac{1}{CR} \left( \frac{t}{2} + \tau_1 \right) \right\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

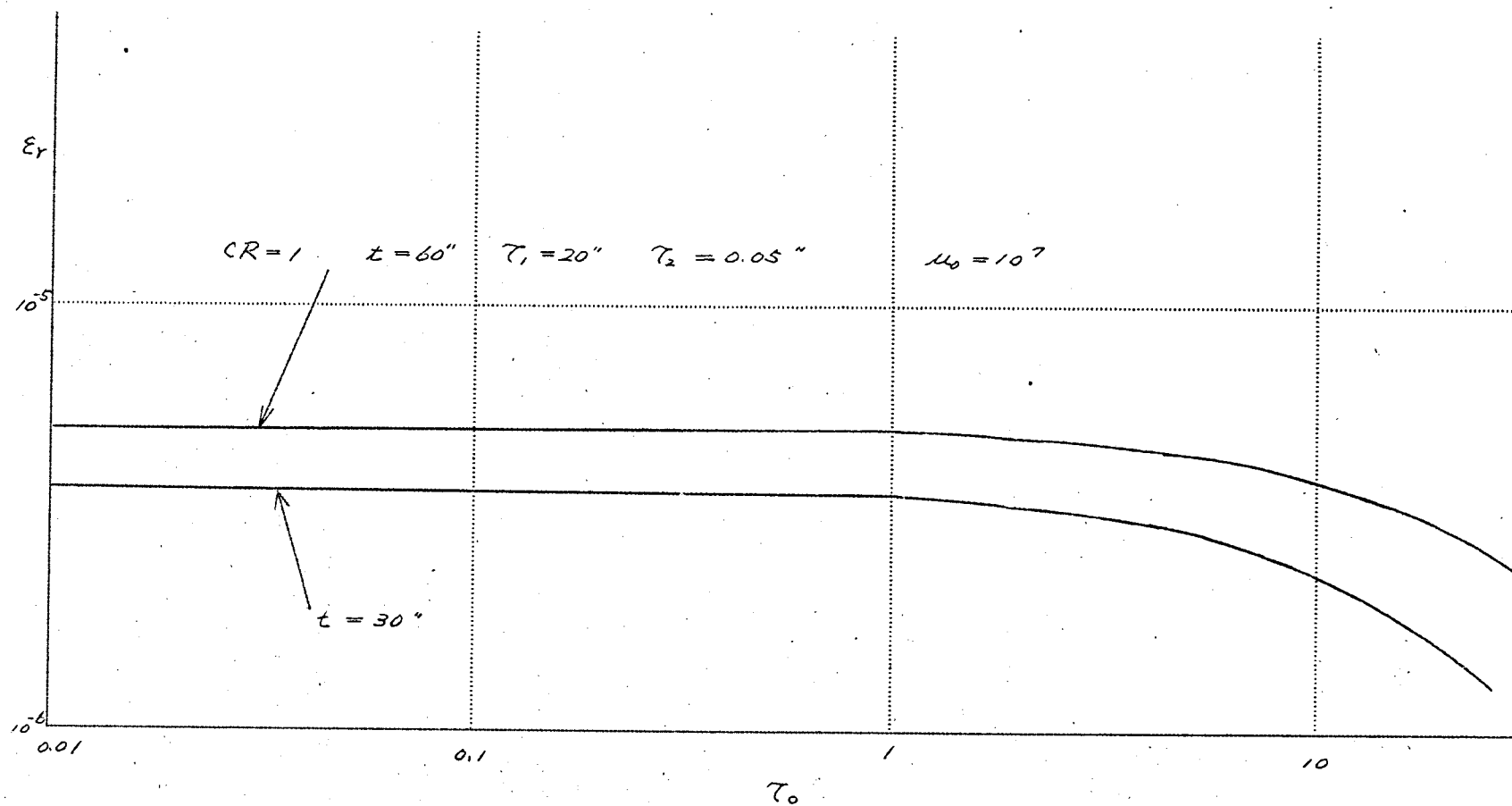
第6図は  $CR = 1$  秒,  $\mu_0 = 10^7$  の場合の  $\tau_1$  に対する  $\varepsilon_r$  の関係である。 $\tau_1$  を小さくするほど  $\varepsilon_r$  の値は小さくなり、少くとも  $\tau_1 \leq 20$  秒程度にすることが設計上望ましい。 $t = \min$  の曲線は  $\varepsilon_r$  の最小値  $\varepsilon_{r \min}$  と  $\tau_1$  の関係を示すものである。(12) を最小ならしめる  $t$  は  $t = \sqrt{2 \cdot RC \tau_1}$  で与えられる。この関係を示したものが第7図である。なお以上は  $\mu_0 = 10^7$  としての計算値であるが単位入力信号に対する積分のみを考えるならば  $\mu_0 = 10^6$  程度で充分な事が第6図より明らかである。

### (3.2) 正弦波状入力電圧の場合

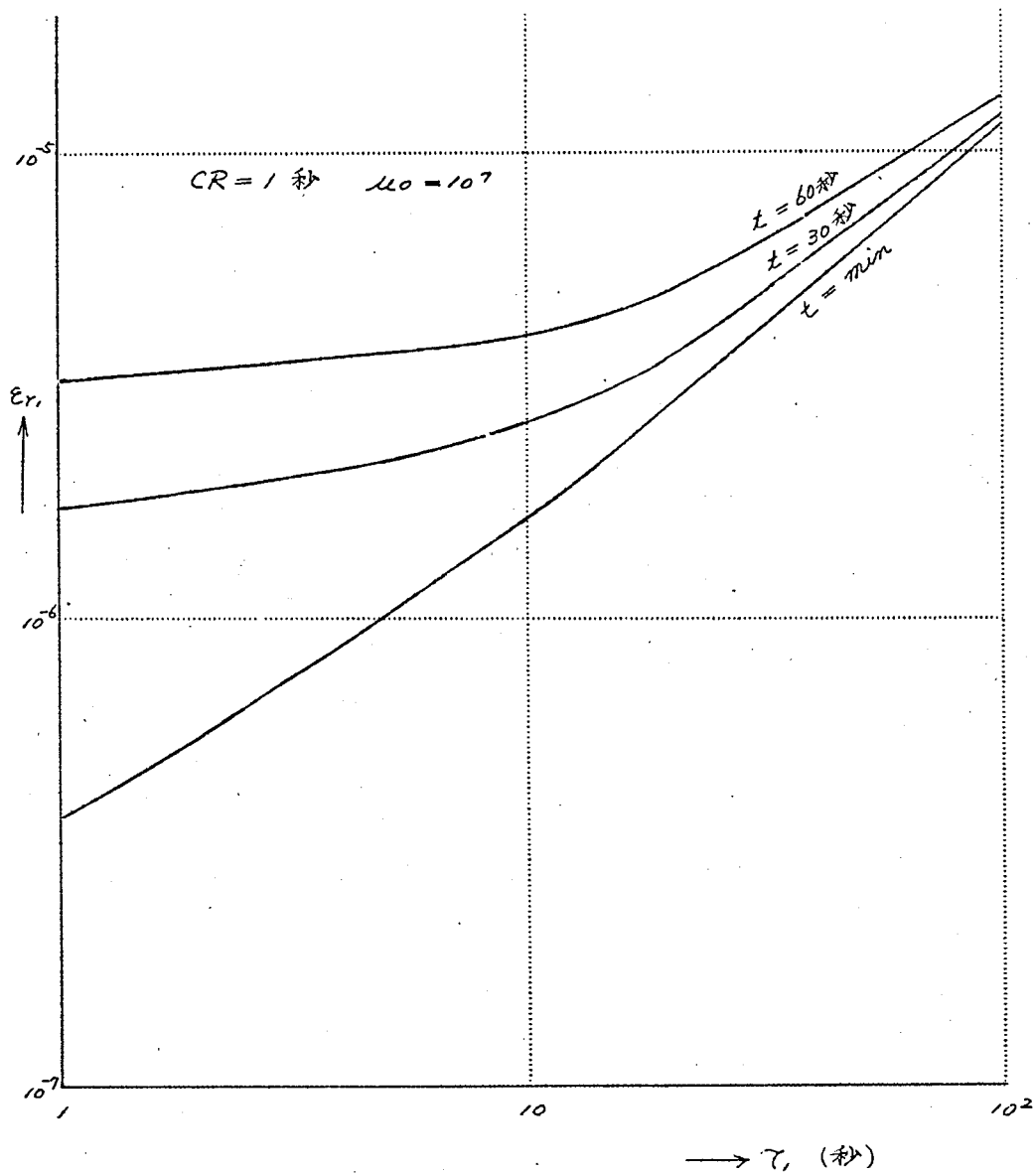
計算の都合上入力信号を (13) とする。

$$E_i = \left[ e_i p / (p^2 + \omega^2) \right] e_i \quad \dots\dots\dots (13)$$

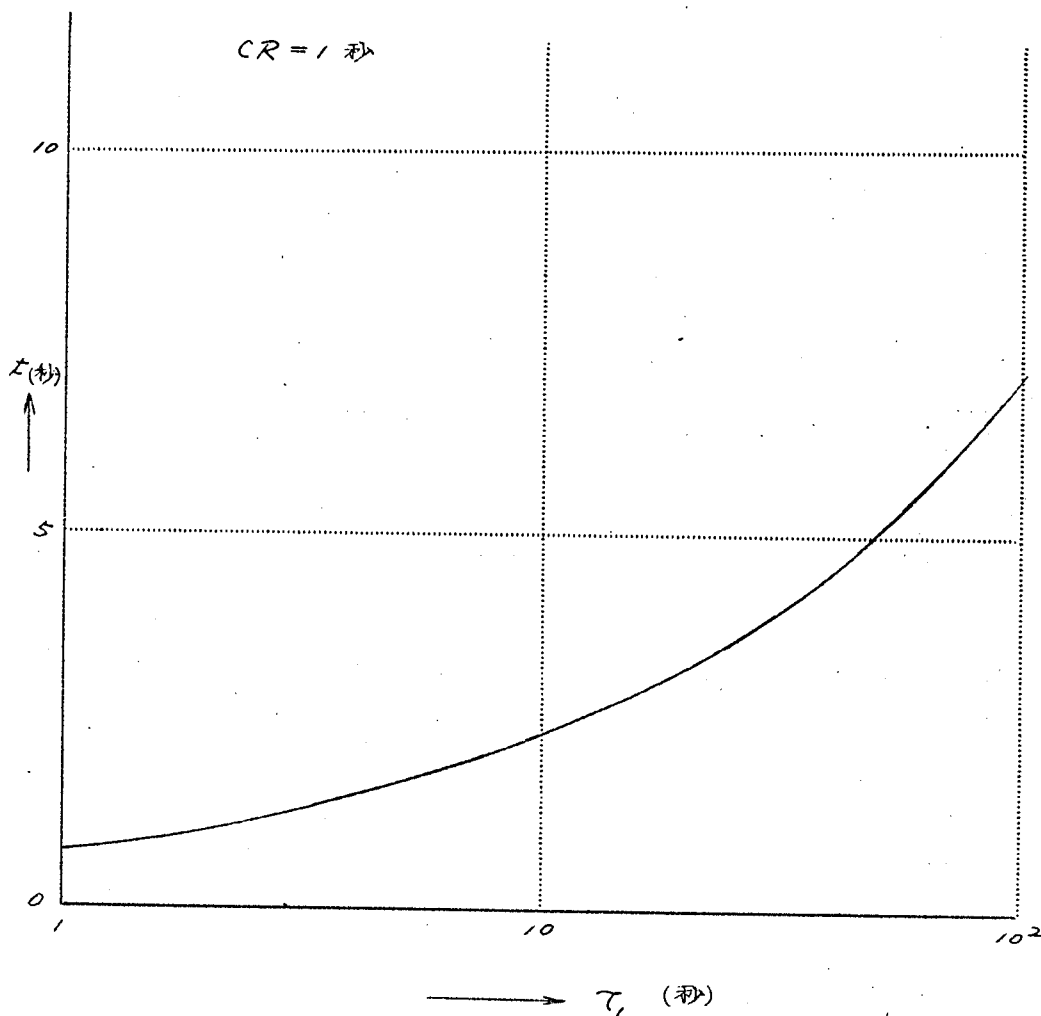
積分コンデンサに起因する誤差項について計算すると (13) (6) より誤差部分は、



第5図  $\epsilon_r - \tau_0$  の関係 (増巾器利得配分の影響)



第6図  $\epsilon_r - \tau$  の関係



第7図 最小誤差演算時間  $t$  と  $CR$  の関係

$$E(p) = \frac{1}{CR} \left( \frac{C_i}{C} \cdot \frac{1}{1 + (p \cdot T_E)^{-\alpha}} + \frac{1}{CR_e} \cdot \frac{1}{p} \right) \frac{1}{p^2 + \omega^2} \quad (14)$$

従つて  $E(t)$  は

$$E(t) = \mathcal{L}^{-1} E(p) = \frac{1}{RC} \cdot \frac{C_i}{C} f(t) + \frac{1}{CR} \cdot \frac{1}{CR_e} \cdot \frac{1}{\omega^2} (1 - \cos \omega t) \quad (15)$$

$$\text{但し } f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{1+(p\tau_E)^{1-\alpha}} \cdot \frac{1}{p^2+\omega^2} \right\}$$

一方  $f(t)$  を計算すると (追補 / 参照),

$$f(t) \simeq \frac{1}{\omega} \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$\begin{aligned} \therefore E(t) &\simeq \frac{1}{CR} \cdot \frac{C_i}{CR} \cdot \frac{C_i}{C} \cdot \frac{1}{\omega} \sin \omega t + \frac{1}{CR} \cdot \frac{1}{CR_e} \cdot \frac{1}{\omega^2} (1 - \cos \omega t) \\ &= \frac{1}{CR} \cdot \frac{1}{CR_e} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega CR} \left\{ \left( \frac{C_i}{C} \right)^2 + \frac{1}{\omega^2} \left( \frac{1}{CR_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \sin \left\{ \omega t - \tan^{-1} \left( \frac{C_i}{C} \right) \left( \frac{1}{\omega CR} \right) \right\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (17)$$

$\omega = \frac{1}{CR}$  とすると

$$E(t) = \left( \frac{R}{R_e} \right) + \left\{ \left( \frac{C_i}{C} \right)^2 + \left( \frac{R}{R_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \sin \left\{ \omega t - \tan^{-1} \left( \frac{C_i}{C} \right) \left( \frac{R}{R_e} \right) \right\} \quad (18)$$

(17), (18) より正弦波状入力誤差は一定値誤差と入力信号とある位相のずれを持つ正弦波状の誤差とに分解出来る。前者は最悪の場合を考え誤差の一定値分と正弦波分の最大振巾の和を入力信号電圧に対する積分値の最大振巾値で割り、その値を相対誤差  $E_r$  として以下の考察をすすめた。入力信号の正しい積分値は  $-\frac{1}{CR} \cdot \frac{1}{\omega} \sin \omega t$  であるから (17) より  $E_r$  は

$$E_r = \frac{1}{CR_e} \cdot \frac{1}{\omega} + \left\{ \left( \frac{C_i}{C} \right)^2 + \frac{1}{\omega^2} \left( \frac{1}{CR_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots (19)$$

(18) よりは

$$E_r = \left( \frac{R}{R_e} \right) + \left\{ \left( \frac{C_i}{C} \right)^2 + \left( \frac{R}{R_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots (20)$$

積分コンデンサとしてポリエチレン、ポリステレンコンデンサを用い  $R/R_e = 10^{-5}$ ,  $C_i/C = 10^{-4}$ ,  $\omega = 1 \text{ rad/秒}$  とすると (19) (20) より求まる  $E_r$  は  $10^{-4}$  程度であり、単位電圧の場合と同様に問題にならない。積分抵抗に起因する相対誤差  $E_r$  についても同様に (6) (13) より、

$$E_r = \omega [C_s R - (L/R)] \quad \dots\dots\dots (21)$$

故に  $\omega = 1 \text{ rad/秒}$  を考えた場合 (3.) 項と同様に誤差の対策にならない

い。次に増巾部部分による誤差は (13) (6) より

$$E_O(P) = \frac{1}{CRP} \cdot \frac{pe_i}{P^2 + \omega^2} \left[ \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} + \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \cdot \frac{1}{CRP} \right] \dots (22)$$

(22) をラプラス逆変換すると誤差項  $E(t)$  は

$$E(t) = \frac{1}{\mu_o CR} \left[ \frac{(1 - \frac{\tau_1}{\tau_o})(1 - \frac{\tau_2}{\tau_o})\tau_o}{1 + \omega^2 \tau_o^2} e^{-\frac{t}{\tau_o}} + \frac{1 + \omega^2(\tau_o\tau_1 + \tau_o\tau_2 - \tau_1\tau_2)}{1 + \omega^2 \tau_o^2} \cos \omega t \right] + \frac{1}{\mu_o(CR)^2} \left[ \frac{1}{\omega^2} + \frac{(1 - \frac{\tau_1}{\tau_o})(1 - \frac{\tau_2}{\tau_o})\tau_o^2}{1 + \omega^2 \tau_o^2} e^{-\frac{t}{\tau_o}} + \frac{(\tau_1 + \tau_2 - \tau_o)\omega^2 \tau_o\tau_1\tau_2}{(1 + \omega^2 \tau_o^2)\omega} \sin \omega t - \frac{1 + \omega^2(\tau_o\tau_1 + \tau_o\tau_2 - \tau_1\tau_2)}{\omega^2(1 + \omega^2 \tau_o^2)} \cos \omega t \right]$$

$1/\tau_o \gg 1$  とすると

$$E(t) = \frac{1}{\mu_o(CR)^2} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\mu_o CR} \sin \omega t \left[ \frac{\{1 + \omega^2(\tau_o\tau_1 + \tau_o\tau_2 - \tau_1\tau_2)\} + \frac{1}{CR}(\tau_1 + \tau_2 - \tau_o + \omega^2 \tau_o\tau_1\tau_2)}{\omega(1 + \omega^2 \tau_o^2)} \right] + \frac{1}{\mu_o CR} \cos \omega t \left[ \frac{(\tau_1 + \tau_2 - \tau_o + \omega^2 \tau_o\tau_1\tau_2)\omega^2 - \frac{1}{CR}\{1 + \omega^2(\tau_o\tau_1 + \tau_o\tau_2 - \tau_1\tau_2)\}}{\omega^2(1 + \omega^2 \tau_o^2)} \right] \dots (23)$$

(23) に第 5 図 (b) の関係を代入すると

$$E(t) = \frac{1}{\mu_o(CR)^2} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\mu_o CR} \sin \omega t \left[ \frac{1}{\omega} \left(1 + \frac{\tau_1}{CR}\right) \right] + \frac{1}{\mu_o CR} \cos \omega t \left[ \tau_1 - \frac{1}{CR} \cdot \frac{1}{\omega^2} \right] \dots (24)$$

更に  $\omega = 1/CR$  の関係が成立すると (24) は

$$E(t) = \frac{1}{\mu_o} + \frac{1}{\mu_o} \sin \omega t \left[ 1 + \frac{\tau_1}{CR} \right] + \frac{1}{\mu_o} \cos \omega t \left[ \frac{\tau_1}{CR} - 1 \right]$$



$$= \frac{1}{\mu_0} + \frac{\sqrt{2}}{\mu_0} \left[ 1 + \left( \frac{\tau_1}{CR} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \sin \left[ \omega t - \tan^{-1} \left( \frac{1 - \frac{\tau_1}{CR}}{1 + \frac{\tau_1}{CR}} \right) \right] \quad (25)$$

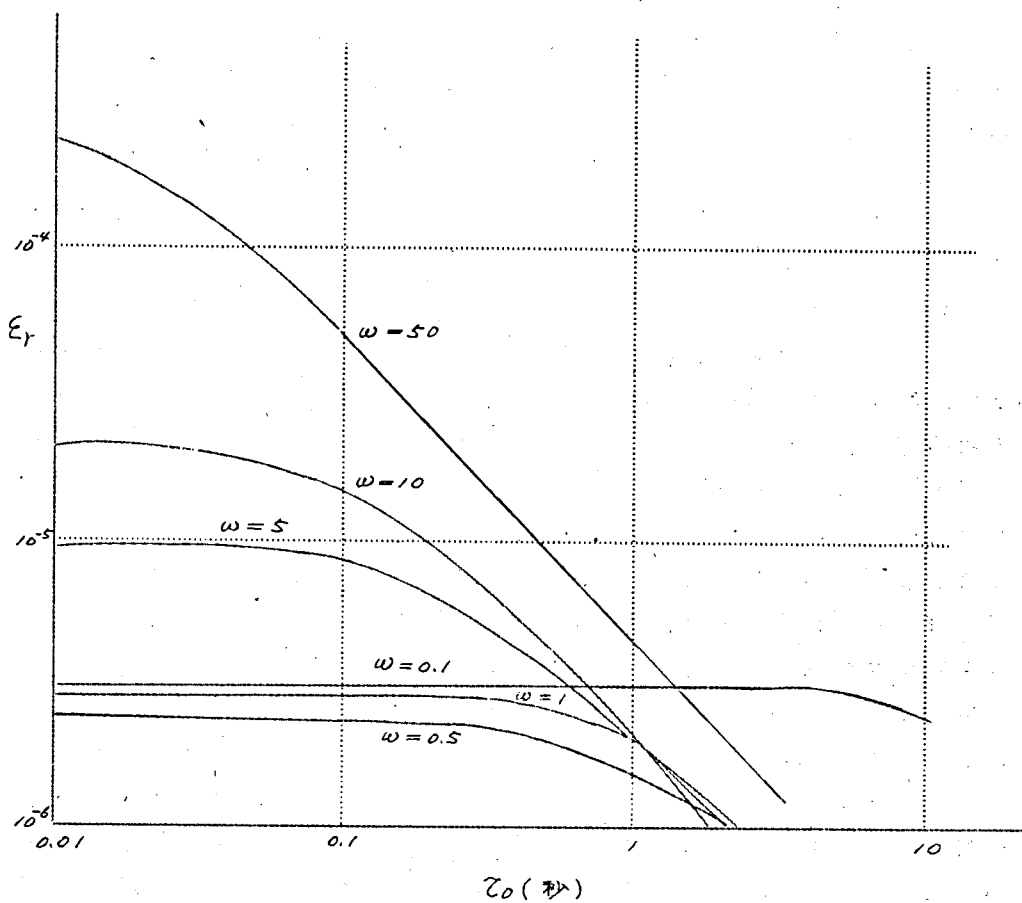
(23)(24)(25) も同様インピーダンスに起因する誤差と同様に一定値誤差と正弦波状に変化する誤差項とに分解出来る。従つて前例と同様に相対誤差  $E_r$  を計算すると  $E_r$  は (23)(24) の  $WCR$  倍 (25) はそのまま  $E_r$  となる。

第8図は (23) より求めた  $E_r$  と  $\tau_0$  との関係を  $W$  をパラメータとして求めたものである。但し  $CR=1$  秒  $\tau_1=20$  秒  $\tau_2=0.05$  秒  $\mu_0=10^7$  とした値である。単位電圧の積分の場合と同様に  $\tau_0$  が大きい事が望ましく少なくとも  $W > 1$  (rad/秒) に対しては有効である。すなわち直結部、チョツパ部の周波数特性並びに全利得が与えられた場合に、直結部に対する利得配分を大きくすべきであるという結論を与えている。ただ  $W \leq 0.1$  rad/秒 になると積分コンデンサを通して帰還率が減少し  $\tau_0$  に無関係に  $E_r$  が増大してくる。しかしながら  $W=10 \sim 0.1$  rad/秒 程度の計算を中心とするならば  $\tau_0 = \tau_2 = 0.05$  秒の資料はそのまま設計資料として用いるであろう。単位電圧の場合と同様に第3図 (d) の周波数特性を考え  $E_r$  と  $\tau_0$  の関係を求める。この関係が第9図である。

$\mu_0=10^7$  として (24) より求めた値である。 $\tau_1$  を小さく選ぶことが望ましいことは当然であるが、 $W$  が小さくなるにつれて  $\tau_0$  と同様に積分コンデンサを通しての帰還量が減少するため、 $\tau_1$  を小さくし増巾増周波数特性を改善することはそれほど演算誤差を減少するうえからは有効でない。図より  $\tau_1=20$  秒は実用上適当な値といえる。一方  $\tau_1$  に対する要求がチョツパ部同期整流回路搬送波の不平衡電圧抑制の点から与えられる。搬送波電圧を  $V_c$ 、不平衡率を  $\delta$ 、 $\tau_1$  による減衰率を  $\gamma$  とするとこの入力換算電圧とは

$$E = V_c \cdot \delta \cdot \gamma \quad \gamma = \frac{1}{2\pi f_c \tau_1} \quad f_c: \text{搬送周波数}$$

いま  $V_c=3V$ ,  $\delta=0.1$ ,  $f_c=50$  cps,  $E=50 \mu V$  とすると  $\tau_1=20$  秒になる。この点からも適当と考えられる。演算周波数と積分時定数を常に最適値として計算する場合が  $W = \frac{1}{CR}$  の (25) の結果であるがこの場合においては第10図に示す如く  $\tau_1$  を小さくするほど演算誤差は減少している。



第8図  $\epsilon_r - \tau_0$  の関係

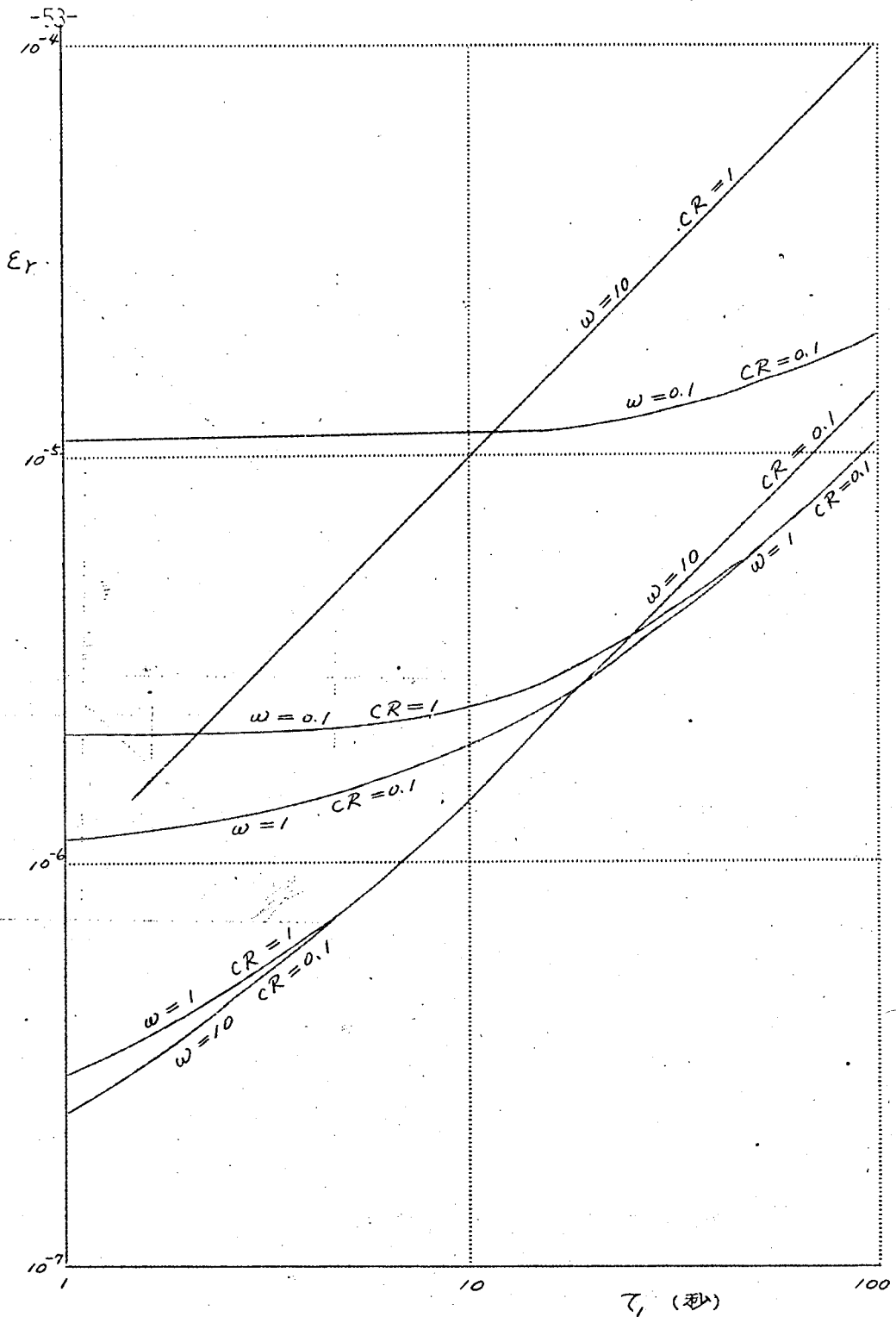
正弦波状入力信号の場合

$$CR = 1 \text{ 秒}$$

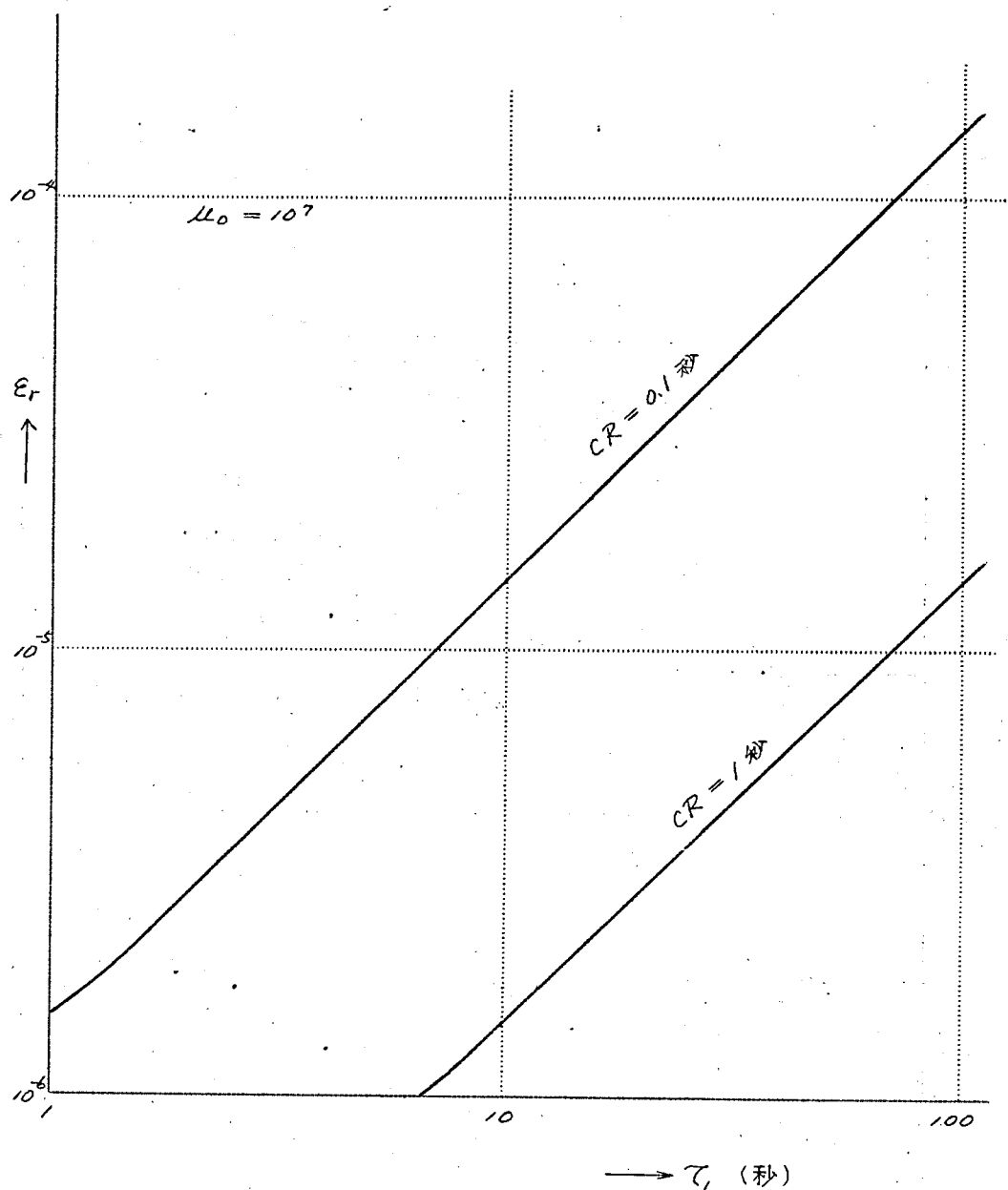
$$\tau_1 = 20 \text{ 秒}$$

$$\tau_2 = 0.05 \text{ 秒}$$

$$\mu_0 = 10^7$$



第9図  $\epsilon_r - \tau_i$  の関係  
 $\mu_0 = 10^7$



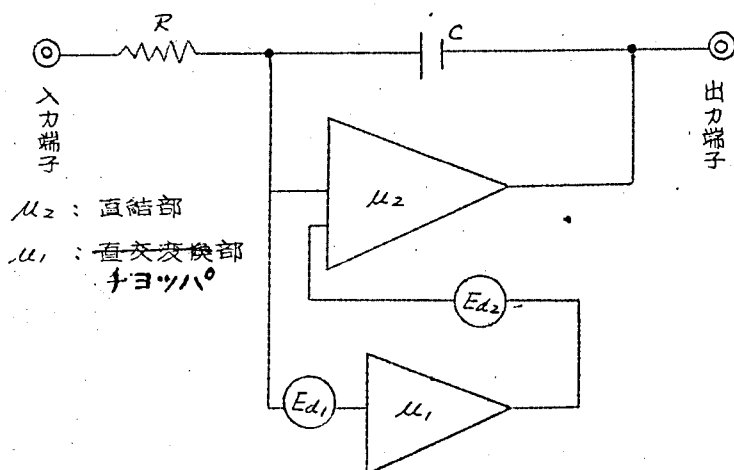
第10図  $\epsilon_r - \tau_1$  の関係 (但し  $\omega = \frac{1}{CR}$ )

$$\epsilon_r = \frac{1}{\mu_0} + \frac{\sqrt{2}}{\mu_0} \left[ 1 + \left( \frac{\tau_1}{CR} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

# (Ⅳ) ドリフト及び雑音電圧の影響

ドリフト及び雑音は多くの原因によって生じ、一般には規則性を持たないが、これらの影響を解析する便宜上、特にこれを4つの波形の組合せであると仮定して種々の考察を進めた。更にドリフト電圧の発生箇所としては4ヨツパ部入力側と直結部入力側とに換算して考えることにした(第11図参照)。

このうち前者  $Ed_1$  は (5) より明らかなように出力にそのまま現われる値であり、その理論的取扱いは各種の誤差を考慮した総合誤差を減少させるための検討に有効であつた。後者  $Ed_2$  はこれを補償する4ヨツパ部の設計値を見出す



第11図 ドリフト電圧  $Ed_1$ ,  $Ed_2$  とその位置

ために重要である、第2表に  $Ed_1$ ,  $Ed_2$  の関係並びにこれらを以後の解析の対称とする4つの波形に分類しその発生原因を示す。(第2表)

## (4.1) $Ed_1(p)$ についての考察

ドリフト電圧  $Ed_1(p)$  に対する出力電圧の影響は (5) より

$$E_o(p) = -\frac{1}{CRP} \left\{ 1 - \delta_C(p) - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \frac{1}{CRP} \right\} Ed_1(p)$$

(註3) 変化の緩やかなものをドリフト早いものを雑音として取扱った。

$$-\left\{1 - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \frac{1}{CRp}\right\} E_{d1}(p) \dots\dots\dots (26)$$

$\mu_0 \gg 1$  とすると (26) は

$$E_o(p) \simeq -E_{d1}(p) \frac{1+CRp}{CRp} \dots\dots\dots (27)$$

第2表 ドリフト及び雑音電圧発生原因

$E_{d1}$ : チヨッパ部内のすべて とチヨッパ部入力側の 誘導	(i) チヨッパのドリフト及び雑音 (ii) 入力側誘導 (iii) 直結部入力側の $I_{g1}$ (iv) 同期整流回路の不平衡 (v) 同上ストッピングコンデンサの漏洩抵抗
$E_{d2}$ 直結部入力側のドリフト	(i) 直結部のチヨッパ部入力を増巾する側の $I_{g2}$ $R_g$ 及びその誘導 ( $R_g = 10 \sim 20 M\Omega$ ) (ii) 直結部内ドリフト及び雑音 直結部内のドリフト、雑音には電源変動 リップル、マイクロホニックノイズ、フリッカーノイズを含む。

$E_{d1}$  としては漏流を考えその2つの成分であるオフセット電圧及び正弦波状電圧についてその影響を解析する。

(i) オフセット電圧  $E_{d1} = \frac{E_{d1}}{p}$

$$E_o(p) = -\frac{E_{d1}}{p^2} \frac{1+CRp}{CR}$$

$$\therefore E_o(t) = -E_{d1} \left(1 + \frac{t}{CR}\right) \dots\dots\dots (28)$$

(ii) 正弦波状電圧  $E_{d1}(p) = \frac{pE_{d1}}{p^2 + \omega_d^2} \cdot \omega_d$  : ドリフト電圧漏流周波数

$$E_o(p) = -\frac{E_{d1}}{CR} \frac{1+CRp}{p^2 + \omega_d^2}$$

$$E_o(t) = -E_{d1} \left( \frac{1}{CR\omega_d} \sin \omega_d t + \cos \omega_d t \right)$$

$$= -e_{d1} \left\{ 1 + \left( \frac{1}{\omega_d CR} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \sin(\omega_d t + \tan^{-1} CR \omega_d) \quad \text{但 } 1 \ll \left( \frac{1}{\omega_d CR} \right) \\ \approx -\frac{e_{d1}}{\omega_d CR} \sin(\omega_d t + \tan^{-1} CR \omega_d) \quad (29)$$

(28)(29)より明らかなようにオフセット電圧は時間と共に累積し正弦波成分は  $\frac{1}{\omega_d CR}$  倍の振幅で正弦波振動誤差を与える。実際の  $e_{d1}$  としては前記2つの成分から成ると見なせる場合が多く、これをそれぞれ  $e'_{d1}$ ,  $e''_{d1}$  とするならば  $e_{d1}$  による誤差電圧の最大値は

$$e_o(t) = -e'_{d1} \left( 1 + \frac{t}{CR} \right) - e''_{d1} \frac{1}{\omega_d CR} \quad (30)$$

従つて単位入力電圧の場合のドリフト及雑音による相対誤差  $E_r$  は(30)より

$$E_r = \frac{e'_{d1}}{e_i} \left( 1 + CR/t \right) + \frac{e''_{d1}}{e_i} \frac{1}{\omega_d t} \quad (31)$$

例えば  $e_i = 0.5 \text{ V}$ ,  $e'_{d1} = 500 \mu\text{V}$ ,  $e''_{d1} = 50 \mu\text{V}$ ,  $\omega_d = 0.05$ ,  $CR = 1$  秒とすると  $t = 30$  秒のときドリフト誤差は  $E_r \approx 0.05\%$  となり殆んど  $e''_{d1}$  の影響は表われない。従つてドリフト誤差としては  $e'_{d1}$  成分のみを考慮するだけで充分である。(註4)

正弦波入力電圧に対しても同様に計算出来る。すなわち(30)(19)より

$$E_r = \frac{e'_{d1}}{e_i} (\omega_d CR + \omega_d t) + \frac{e''_{d1}}{e_i} \frac{\omega_d}{\omega_d} \quad (32)$$

$\omega_d = 1$ ,  $t = 30$  秒とし前例の数値を代入すると

$$E_r = \frac{e'_{d1}}{e_i} (1 + 30) + \frac{e''_{d1}}{e_i} \cdot 10 \approx 3\%$$

$e'_{d1}$ ,  $e''_{d1}$  両成分共誤差に大きな影響を与える。しかしオフセットに起因する項を除けば第2項のみとなりその値は0.1%となる。

## (4.2) $E_{d2}(P)$ についての考察

$E_{d2}$  はテヨッパ部利得分の一として入力側に換算される。故に  $E_{d1}$  と  $E_{d2}$  の等価換算は次式で与えられる。

$$E_{d2} = \mu_1 E_{d1} / (1 + p\tau_1) \quad (33)$$

(33) を(27)に代入すると  $E_{d2}$  の出力への影響は

(註4) 微分方程式を解く場合には  $e'_{d1}$  は単に初期値に変動を与えるに過ぎない。

$$E_o(p) = - \frac{(1+p\tau_1)}{\mu_1} \cdot \frac{(1+pCR)}{pCR} E_{d2}(p) \dots\dots\dots (34)$$

いま  $|e_o(t)| = k |e_{d2}|$  , すなわち  $k$  を積分器のドリフト改善率とすると、 $k$  はチヨッパ部における改善率と積分コンデンサを通しての帰還率とが影響し合う。以下これについて検討する。

(i) 単位電圧 (オフセット電圧)  $E_{d2}(p) = E_{d2}/p$

(34) より

$$e_o(t) = -E_{d2} \cdot \frac{1}{\mu_1 CR} \left\{ t + \tau_1 + CR + \delta(\tau_1, CR) \right\}$$

$$|k| = \frac{1}{\mu_1 CR} \left\{ t + \tau_1 + CR + \delta(\tau_1, CR) \right\} \dots\dots\dots (35)$$

ドリフト減衰率  $k$  はチヨッパ部周波数特性  $\tau_1$  に比例して増大する。

(ii) 一次遅れ波形  $E_{d2}(p) = \frac{E_{d2}}{p(1+pT)}$

$$e_o(t) = -E_{d2} \frac{1}{\mu_1 CR} \left\{ (\tau_1 + CR + t - T) + \left( \frac{CR}{T} \tau_1 - \tau_1 - CR + T \right) e^{-\frac{t}{T}} \right\} \dots\dots\dots (36)$$

この場合は前項に比し  $T$  が大になるだけ減衰率がよくなる。

(iii)  $E_{d2} = E_{d2} T / (1+pT)$  (尖頭波状電圧)

$$e_o(t) = -\frac{T}{\mu_1 CR} E_{d2} - \frac{E_{d2}}{\mu_1 CR} e^{-\frac{t}{T}} \left\{ (\tau_1 + CR - T) - \frac{CR}{T} \tau_1 \right\} \dots\dots\dots (37)$$

$t = 0$  で最大値  $E_{o \max}$  を有し

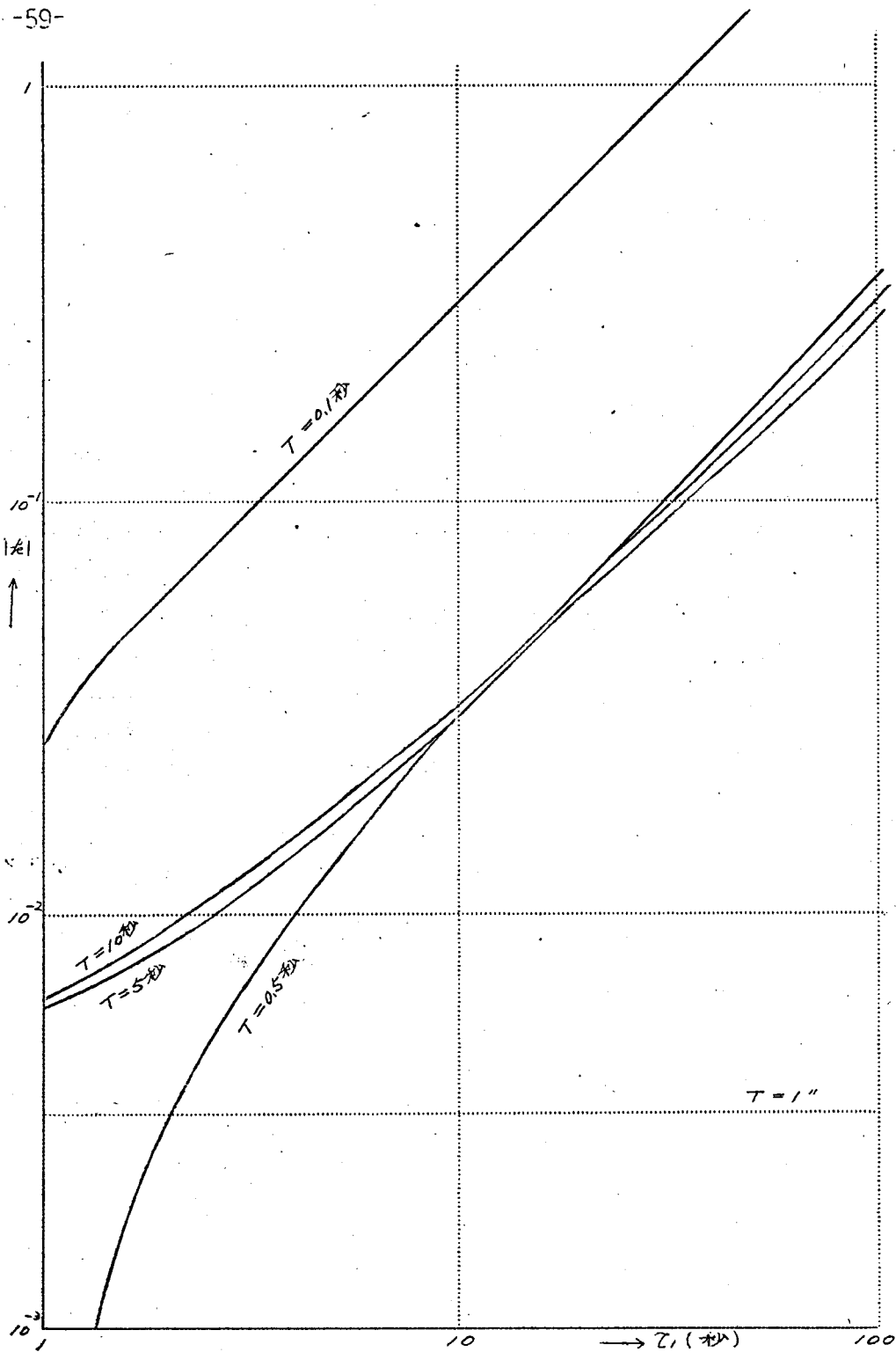
$$E_{o \max} = -\frac{E_{d2}}{\mu_1 CR} \left( CR + \tau_1 - \frac{CR}{T} \tau_1 \right) = -\frac{E_{d2}}{\mu_1} \left( 1 + \frac{\tau_1}{CR} - \frac{\tau_1}{T} \right) = -E_{d2} k \dots\dots\dots (38)$$

この場合のドリフト減衰率  $k$  は尖頭波の時定数、積分時定数、チヨッパ部周波数特性に依存する。 $CR = 1$  秒、 $\mu_1 = 300$  としてこれらの関係を示したものが第 12 図である。 $\tau_1 = 20$  秒程度では  $T = 0.1$  秒近くの擾乱に対してはなんら改善を与えない。これ以上早い擾乱に対しては  $\mu_1 = 300$  程度の利得では不足であり出力には雑音電圧以上の電圧が発生することを示している。

(iv)  $E_{d2} = E_{d2} p / (p^2 + \omega_d^2)$  (正弦波状電圧)

$$e_o(t) = -\frac{E_{d2}}{\mu_1 CR} \left[ \left( \frac{1}{\omega_d} - CR\tau_1\omega_d \right) \sin \omega_d t + (CR + \tau_1) \cos \omega_d t \right]$$



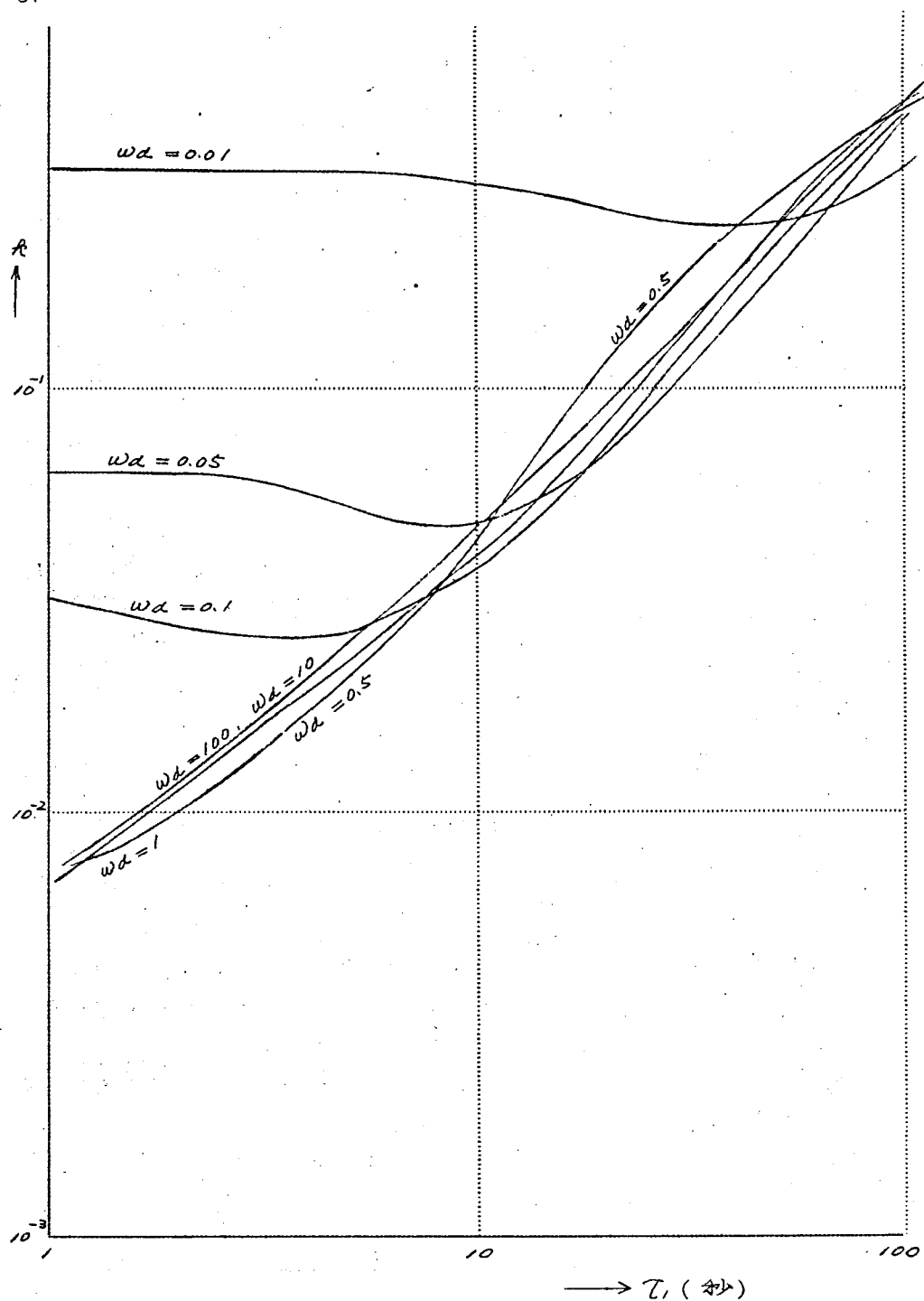


第12図 尖頭波状ドリフトの $\delta$ と $T$ の関係  $CR=1$ 秒,  $\mu_1=300$

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{C_{d2}}{\mu_1} \cdot \left\{ \left( \frac{1}{\omega_0 CR} - \tau_1 \omega_d \right)^2 + \left( 1 + \frac{\tau_1}{CR} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \sin \left( \omega_d t + \tan^{-1} \frac{1 + \frac{\tau_1}{CR}}{\frac{1}{\omega_d CR} - \tau_1 \omega_d} \right) \\
 &= -C_{d2} \cdot k \sin \left( \omega_d t + \tan^{-1} \frac{1 + \frac{\tau_1}{CR}}{\frac{1}{\omega_d CR} - \tau_1 \omega_d} \right) \dots\dots\dots (39)
 \end{aligned}$$

但し  $\omega_d$  : 雑音またはドリフトの変調周波数

直結部ヒータから直接リップルが静電結合して生ずる雑音等がこれである。故に  $\omega_d$  は大抵室温とかヒータの変動周波数と見てよい。故に後者に対しては  $\omega_d = 0.01 \sim 300 \text{ rad/秒}$  程度。前者の代表的なものは24時間の周期とみてよいが、1回の計算時間を考えると後者の周期を考えるだけで充分であろう。いま  $CR = 1 \text{ 秒}$ 、 $\mu_1 = 300$  とした場合の  $k$  と  $\tau_1$  の関係を  $\omega_d$  をパラメータとして示したものが第13図である。図より明らかなように  $\omega_d = 100 \sim 1 \text{ rad/秒}$  程度の擾乱に対しては4ヨッパ部の改善率が有効に働き、4ヨッパ部の周波数特性を改善するだけで、すなわち  $\tau_1$  を小さくするだけ画像的にドリフトは減衰するが、 $\omega_d = 0.01 \text{ rad/秒}$  近傍においては積分コンデンサを通しての帰還率が減少し総合的にドリフトの改善は  $\tau_1$  にはほぼ無関係になる。 $k$  の値を小さくするには4ヨッパ部の利得を大にするより手段がない。実際に最も多いと考えられる  $\omega_d = 0.1 \sim 1 \text{ rad/秒}$  の雑音に対しては普通よく用いられている数値の  $\tau_1 = 20 \text{ 秒}$  の値を小さくすることは相当有効である。



第13図 正弦波状ドリフト $v_d$ - $\tau_i$ の関係

$\mu_i = 300$   $CR = 1$  秒

# [V] グリッド電流の影響

グリッド電流  $I_g$  の影響は (S) より

$$E_o(p) = \frac{1}{CRP} \left\{ 1 - \delta_c(p) - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_o(1+p\tau_o)} \frac{1}{CRP} \right\} I_g R \quad (40)$$

括弧内の第1項に比し、第2項以下を無視するとすると (40) は

$$E_o(p) = \frac{I_g(p)}{CP} \quad (41)$$

$I_g$  に対してもドリフト電圧と同様に直流成分  $i_g'$  と交流成分振巾  $i_g''$  について考察すると、それぞれの影響は (41) より

$$\begin{aligned} (i) \quad I_g(p) &= \frac{i_g'}{p} & e_o(t) &= \frac{t}{C} i_g' \\ (ii) \quad I_g(p) &= \frac{i_g'' p}{p^2 + \omega_g^2} & e_o(t) &= \frac{i_g''}{C\omega_g} \sin \omega_g t \end{aligned} \quad (42)$$

$\omega_g$ : グリッド電流振巾  
周波数

従つてグリッド電流の影響は総合して

$$e_o(t) = \frac{1}{C} \left( t i_g' + \frac{1}{\omega_g} i_g'' \sin \omega_g t \right) \quad (43)$$

単位入力電圧  $e_i$  に対する相対誤差の最大値  $E_r$  は

$$E_r = \frac{-R}{e_i} \left( i_g' + \frac{1}{\omega_g t} i_g'' \right) \quad (44)$$

$e_i = 0.5V$   $R = 1M\Omega$  として  $\alpha / \%$  の総合精度を目標として  $E_r = 0.01\%$  とすると  $i_g' + \frac{1}{\omega_g t} i_g'' \leq 5 \times 10^{-11} \text{ Amp}$  でなければならない。 $i_g''$  の原因であるヒーター電圧の変動、室温の変化を考えると  $1 \leq \frac{1}{\omega_g t}$  になり勝ちであるが、普通電源変化は充分小さくしてあるから  $i_g'$  は殆んど問題ないといつてよい。

正弦波入力電圧に対する最大振巾の相対誤差  $E_r$  を計算するとドリフトの場合と同様に・

$$E_r = -\frac{R}{e_i} \left( \omega t i_g' + \frac{\omega}{\omega_g} i_g'' \right) \quad (45)$$

この場合には単位入力電圧の場合より更に嚴重になり前例と同様の仮定を入れると  $\omega t i_g' + \frac{\omega}{\omega_g} i_g'' \leq 5 \times 10^{-11} \text{ Amp}$  になる。いま  $i_g'$  のみにつ

いて考えると  $\omega = 1 \text{ rad/秒}$   $\omega_g = 0.1 \text{ rad/秒}$  とすると  $i_g'' \leq 5 \times 10^{-12}$  になる。一方  $i_g'$  だけでは  $\omega t = 1$  とし  $i_g' \leq 5 \times 10^{-11} \text{ Amp}$  なる如く設計して充分であろう。 $i_g$  を低下するのに特殊真空管を使用した例もあるが、通常の真空管でも充分上記の値を満足させることが出来る。すなわちこれら酸化物陰極の受信管ではグリッド電流は  $10^{-6} \sim 10^{-8} \text{ A}$  程度（わが国の規格の一例として CES では 12AU7, 6SN7 について  $i_g < +1 \sim 2 \mu\text{A}$  としている）であると考えられるが、グリッドバイアスを大にとり（ $-1.0 \sim -2.0 \text{ V}$ ）接触電位差、初速度電流の影響を除けば容易に  $10^{-10} \text{ A}$  以下とすることが出来る。文献 (17) によれば大体の見当として 12AX7 の場合  $i_p \leq 70 \mu\text{A}$  とすればよいと思われる。これに対応するグリッドバイアスはプレート及びヒータ電圧によって異なるが、 $-1.1 \sim -1.8 \text{ V}$  程度である。<sup>(18)</sup> しかし  $i_g$  を積極的に除くには阻止蓄電器を用いるのが望ましい。

## (VI) 漏洩抵抗による影響

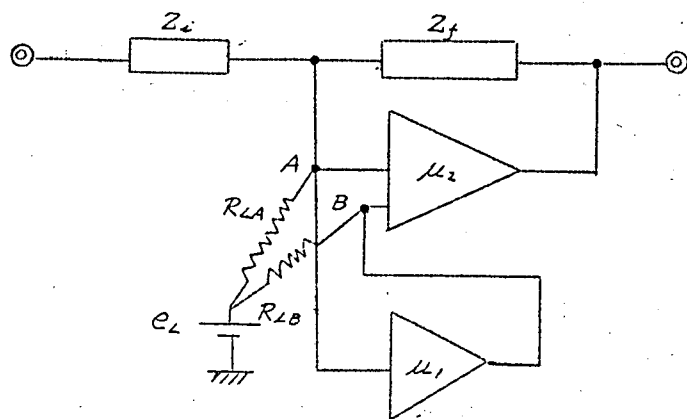
真空管、リレーのソケット、あるいは管内、管面の漏洩抵抗を通して B 電圧または励磁電圧が入力に加わったり、演算インピーダンスに並列に漏洩が入り演算精度を損う場合が多い。特にわが国の如き高温な所において充分に考慮されるべき問題である。

入力側に入る漏洩抵抗の影響についてはグリッド電流と同様に取扱うべきであることが既に検討されているが、更にこれに 2, 3 の考察を加える。この種の漏洩抵抗としては大別して第 13 図の A 点及び B 点に影響を与えるものの 2 つが考えられる。例えば演算器制御リレー回路のそれは前者であり、直結部真空管のソケットからのそれは A, B の 2 つに影響する。

A 点に加わる場合の影響としては第 14 図より明らかなように漏洩抵抗  $R_{LA}$  に対しては

$$e_o = -\frac{e_L}{R_{LA}} \cdot Z_f = -\frac{Z_f}{Z_i} \left( \frac{e_L}{R_{LA}} Z_i \right) \quad (46)$$

(46) と (1) とを比較すると  $e_L/R_{LA}$  は  $i_g$  と同じ影響を与えることが明らかである。従つて  $e_L/R_{LA}$  の値としては  $i_g$  の許容値を越えてはならないことになる。実際には漏洩抵抗の問題になる点が各部 (7) にあるのであるから (46) は次の如くに表わされるべきである。



第14図 考慮する漏洩抵抗の箇所

$$e_o = -\frac{Z_f}{Z_i} \left( \sum_{j=1}^n \frac{e_{Lj}}{R_{LAj}} Z_i \right) \quad (47)$$

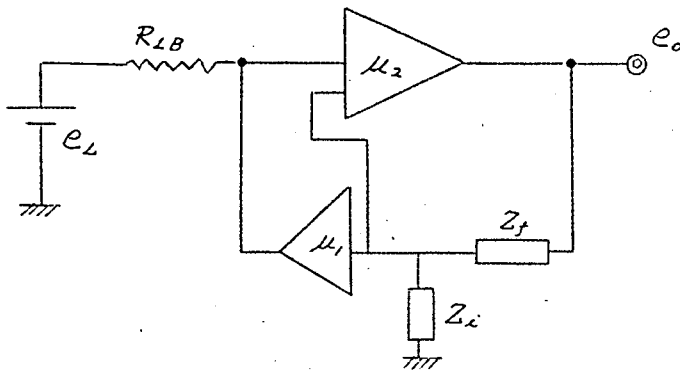
次にB点に対する影響としては第15図のアブロック線図から容易に求まる。(a)を変形すると(b)になる。従って(47)と同様に $R_{LB}$ による出力電圧の影響は

$$e_o = -\frac{Z_f}{Z_i} \left( \sum_{j=1}^n \frac{e_{Lj}}{1+\mu_1} \frac{1}{R_{LBj}} Z_i \right) \quad (48)$$

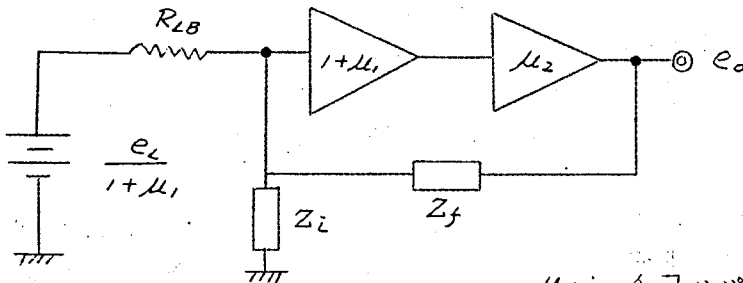
(48)よりわかるように $R_{LB}$ による影響は $R_{LA}$ のほぼ $1/\mu_1$ 倍になると考えてよい。過渡的な応答については $\frac{e_{Lj}}{R_{LBj}} Z_i = e_{d2}$ としてドリフトの項で検討した事項がそのまま適用出来る。

次に漏洩抵抗の別の形式としての影響は積分コンデンサに並列に入る場合のそれであつて、コンデンサの漏洩抵抗は勿論であるがその他には制御用リレーの漏洩抵抗の影響が最も多い。これについては後述する。

その他の影響については増巾器配線用のラグ板の漏洩抵抗を通して増巾器に正または負の局部帰還回路が出来る場合があるが、これに関しては増巾器の設計を適当に行ふことにより充分避け得られる。実験結果によると70%湿度の条件でアニリソ、タイトソケットで $10^6 \sim 10^5 M\Omega$ 、モールドソケットで $10^4 M\Omega$ 程度であり設計に際して充分注意を要する値で



(a)



(b)

$\mu_1$  : 予ヨッパ部利得  
 $\mu_2$  : 直結部利得

第15図 漏洩抵抗の影響の説明図

## 〔Ⅶ〕 演算器部分より生ずる誤差の総合的考察

前諸節において種々の誤差原因を単独に計算したが、實際上これらは重畳して作用するものが多い。故にこれらの総合的な影響について考察するか、簡単のために  $2e_d$  及び  $l_g$  は  $e_d'$  並びに  $l_g'$  だけを対象とし、積分抵抗は純抵抗とする。

### (7.1) 単位入力電圧の場合<sup>(20)</sup>

(9), (28), (44)より総合的な相対誤差の絶対値  $|E_r|$  は

$$|E_r(t)| \approx \left\{ \frac{1}{T_1^{1-\alpha}} \frac{C_1}{C} \frac{t^{1-\alpha}}{\Gamma(3-\alpha)} + \frac{1}{CR_2} \frac{t}{2} \right\} + \frac{1}{\mu_0} \left\{ 1 + \frac{1}{t} (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) \right\} + \frac{1}{\mu_0 CR}$$

$$\left\{ \frac{t}{2} + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) + \frac{1}{t} (\tau_1 \tau_2 - \tau_0 \tau_1 - \tau_0 \tau_2 + \tau_0^2) \right\} \\ + \frac{e_{d1}}{e_i} \left( 1 + \frac{CR}{t} \right) + \frac{i_g}{e_i} R \quad \dots\dots\dots (49)$$

$C/C = \text{一定}$ とすると  $|E_r(t)|$  を最小ならしめる  $C$  の値は

$$\frac{d|E_r(t)|}{dC} = - \frac{1}{C^2 R_e} \frac{t}{2} - \frac{1}{\mu_0 C^2 R} \left\{ \frac{t}{2} + (\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) + \frac{1}{t} (\tau_1 \tau_2 - \tau_0 \tau_1 - \tau_0 \tau_2 + \tau_0^2) \right\} \\ + \frac{e_{d1}}{e_i} \frac{R}{t} = 0 \quad \dots\dots\dots (50)$$

第4図(b)関係を代入すると(50)より

$$C = \frac{t}{R} \left( \frac{e_i}{e_{d1}} \right)^{\frac{1}{2}} \left\{ \left( \frac{1}{2} + \frac{\tau_1}{t} \right) \frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{2} \left( \frac{R}{R_e} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots (51)$$

例えば  $e_i = 0.5V$ ,  $e_{d1} = 500\mu V$ ,  $R = 1M\Omega$ ,  $R_e = 10^6 M\Omega$   
 $\mu_0 = 10^7$ ,  $\tau_1 = 20''$ ,  $t = 60''$  を代入すると  $C \doteq 1.4 \mu F$  になる。 $R_e = 10^6 M\Omega$ ,  $10^5 M\Omega$ ,  $t = 60$  秒  $t = 30$  秒について最適  $C$ ,  $R$  の値を(51)より求めた結果が第16図である。 $C = 1\mu F$ ,  $R = 1M\Omega$  という値はほぼ適当な積分定数と考えてよいようである。

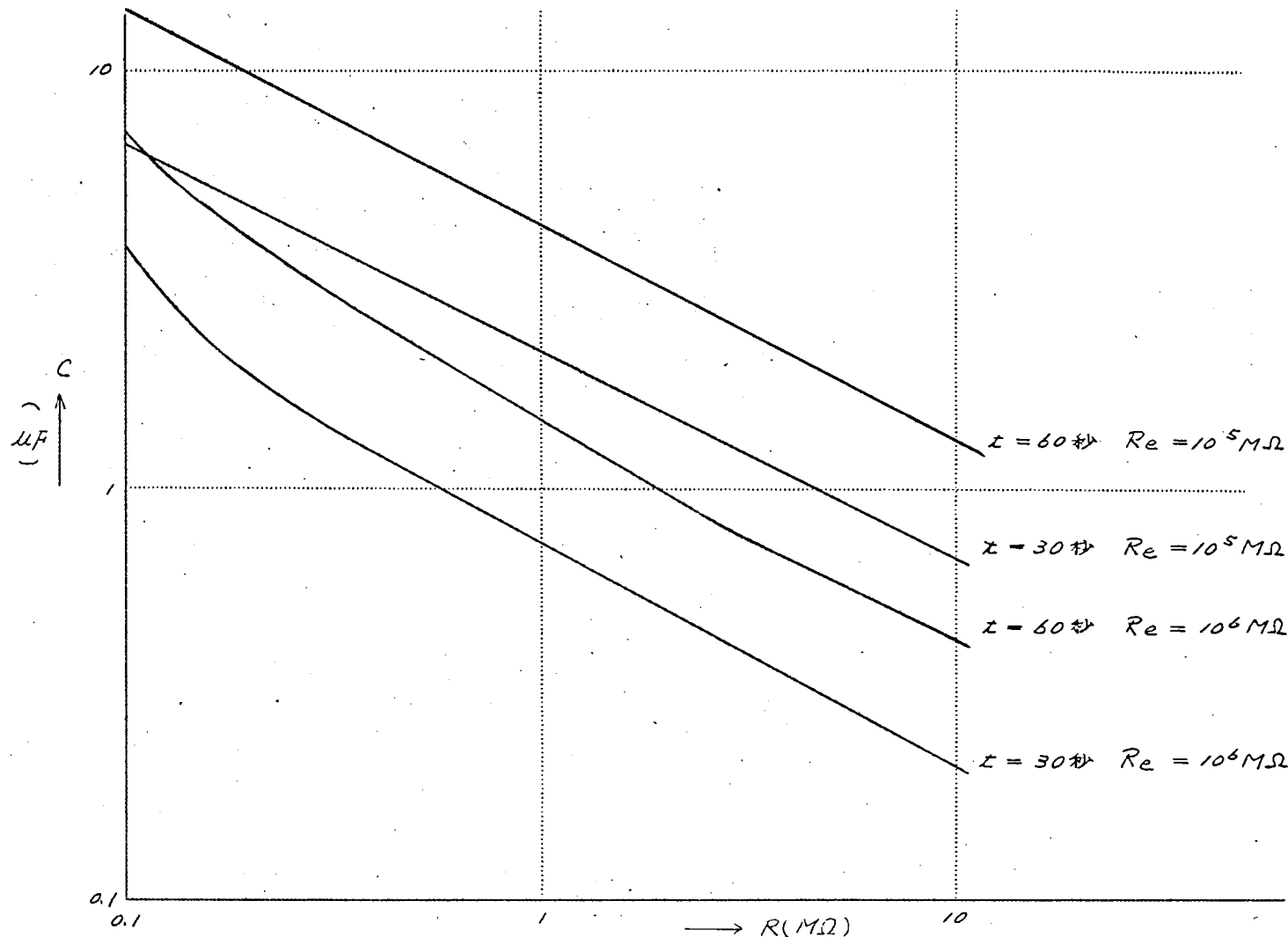
## (7.2) 正弦波状入力電圧の場合

正弦波状入力電圧の場合の相対誤差は既に求めた結果を綜合する事に依り次式の如くなる。

$$E_r = \frac{1}{wCR_e} + \left\{ \left( \frac{C}{C} \right)^2 + \frac{1}{w^2} \left( \frac{1}{CR_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{\mu_0} \frac{1}{wCR} + \frac{1}{\mu_0} \left[ \left( 1 + \frac{\tau_1}{CR} \right)^2 + \left( w\tau_1 - \frac{1}{wCR} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ + \frac{e_{d1}}{e_i} (wCR + wt) + \frac{e_{d1}}{e_i} \frac{w}{w_d} + \frac{i_g R}{e_i} \cdot wt \quad \dots\dots\dots (52)$$

簡単のために  $w = \frac{1}{CR}$  とすると





第16図 最適積分定数 但し単位入力電圧

$$E_r = \frac{R}{R_0} + \left\{ \left( \frac{C_i}{C} \right)^2 + \left( \frac{R}{R_e} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{\mu_0} + \frac{\sqrt{2}}{\mu_0} \left\{ 1 + \left( \frac{\tau_i}{CR} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + \frac{e_{d_i}'}{e_i} \left( 1 + \frac{t}{CR} \right) + \frac{e_{d_i}''}{e_i} \frac{1}{\omega_a CR} + \frac{i_g' R}{e_i} \frac{t}{CR} \quad (53)$$

また (52) において  $\frac{C_i}{C} \gg \frac{1}{\omega CR_e}$  とし且つ増巾器により生ずる誤差を充分小さいと仮定すると

$$E_r \approx \frac{1}{\omega CR_2} + \frac{C_i}{C} + \frac{e_{d_i}'}{e_i} (\omega CR + \omega t) + \frac{e_{d_i}''}{e_i} \frac{\omega}{\omega_a} + \frac{i_g' R}{e_i} \omega t \quad (54)$$

(54) を最小とする  $C$  の値は (54) より (但し  $C_i/C = \text{一定}$  とする)

$$C = \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{1}{R \cdot R_e} \left( \frac{e_i}{e_{d_i}'} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (55)$$

例えば  $\omega = 1$ ,  $R = 1 M\Omega$ ,  $R_e = 10^5 M\Omega$ ,  $e_i = 0.5 V$ ,  $e_{d_i}' = 500 \mu V$  とすると  $C = 0.1 \mu F$  になる。

## (Ⅷ) 結 言

積分器の各種演算誤差について考察し、高精度アナログ計算機を対象としてこの軽減策ならびに設計資料を求めた。すなわち積分器の相対誤差を単位電圧、正弦波状電圧等の場合について検討したが、そのおもな点は次の諸項である。

(1) 演算インピーダンスによる誤差：ポリスチレン、ポリエチレン・コンデンサを使用する限りほとんど問題にならない。(2) 増幅器特性による誤差： $\tau_0 = \tau_2 \approx 0.05$  秒とする設計は実用上充分であり、 $\tau_1$  はできるだけ小さいことが望ましいが、搬送波の抑制などをも考慮すると  $\tau_1 = 20$  秒はほぼ適切な値である。増巾度  $\mu_0$  は  $10^7$  で充分である。(3) ドリフト、雑音による誤差：四つの波形を考慮しテヨッパ部の設計資料を与えた。

(4) 格子電流による誤差：ドリフトと同様に脈流について考察し、ともに直流分  $e_{d_i}'$ ,  $i_g'$  のみについて考慮するだけで充分であることを明らかにした。(5) 漏洩抵抗による誤差： $R_e \geq 5 \times 10^5 M\Omega$  を設計値とすべきであることを述べた。

( 追 補 I )

$f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[ \left\{ 1/(1 + (p\tau_\varepsilon)^{1-\alpha}) \right\} (1/p^2 + \omega^2) \right]$  の計算

$f(t)$  を  $t/\tau_\varepsilon \gg 1$  の領域で展開する。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{p^2 + \omega^2} \cdot \frac{1}{1 + (p\tau_\varepsilon)^{1-\alpha}} \\ &= \frac{1}{p^2 + \omega^2} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k (p\tau_\varepsilon)^{k(1-\alpha)} \\ &= \frac{1}{p^2 + \omega^2} + \frac{1}{p^2 + \omega^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k (p\tau_\varepsilon)^{k(1-\alpha)} \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

(1) 式の 2 項を  $g(p)$  とする。

$$\begin{aligned} g(p) &= \frac{1}{p^2 + \omega^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k (p\tau_\varepsilon)^{k(1-\alpha)} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{(p\tau_\varepsilon)^{k(1-\alpha)}}{p^2 + \omega^2} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{(p\tau_\varepsilon)^{k(1-\alpha)}}{\omega^2} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left( \frac{p}{\omega} \right)^{2n} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{\omega^2} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(p\tau_\varepsilon)^{2n+k(1-\alpha)}}{(\omega\tau_\varepsilon)^{2n}} \end{aligned}$$

しかし一般に  $\mathcal{L}^{-1}[(p\tau_\varepsilon)^{-a}] = (t/\tau_\varepsilon)^{a-1} / \tau_\varepsilon \Gamma(a)$

$$\begin{aligned} g(t/\tau_\varepsilon) &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{\tau_\varepsilon \omega^2} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (t/\tau_\varepsilon)^{-2n-k(1-\alpha)-1}}{(\omega\tau_\varepsilon)^{2n} \Gamma[-2n-k(1-\alpha)]} \end{aligned}$$

(ただし  $t/\tau_\varepsilon \gg 1$ )

ゆえに

$$f(t) = (1/\omega) \sin \omega t + g(t/\tau_E) \quad (2)$$

いま  $g(t/\tau_E)$  について測定値を代入してみる。ポリエチレン・コンデンサの  $\alpha = 0.6$ ,  $\tau_E = 5.6$  秒,  $RC = 1$  秒,  $\omega = 1$  rad/s,  $t = 560$  秒として計算すると  $k = 1$  においては  $g(t/\tau_E) \approx -9.7 \times 10^{-5}$ ,  $k = 2$  ではさらにこの  $1/10$  程度になる。したがって  $g(t/\tau_E)$  は (2) 式の 1 項のみを考慮すればよい。ゆえに

$$f(t) \approx (1/\omega) \sin \omega t$$

$g(p\tau_E)$  の  $t/\tau_E \ll 1$  の領域における展開については、前例と全く同様に計算できる。

$$\begin{aligned} g(p\tau_E) &\approx \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} \tau_E^2 \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (\omega \tau_E)^{2n} \\ &\quad \times (p\tau_E)^{-k(1-\alpha)-2n-2} \end{aligned}$$

ゆえに

$$\begin{aligned} g(t/\tau_E) &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} \tau_E \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (\omega \tau_E)^{2n} \\ &\quad \times \frac{(t/\tau_E)^{k(1-\alpha)+2n+1}}{\Gamma[k(1-\alpha)+2n+2]} \end{aligned}$$

ただし  $t/\tau_E \ll 1$ )

$t/\tau_E = 10^{-2}$ ,  $\tau_E = 5.6$  秒,  $\omega = 1$  rad/s,  $\alpha = 0.6$  を代入すると,  $k = 1$  で  $g(t/\tau_E) \approx 7 \times 10^{-3}$ ,  $k = 2$  では  $k = 1$  より約  $1/10$  程度小さくなる。したがってこの場合も  $g(t/\tau_E)$  は 1 項に比べ無視できる。すなわち  $f(t) \approx (1/\omega) \sin \omega t$  と近似できる。

71 項欠

### 第3章 低速度型アナログ計算機 の総合演算誤差に関する 理論的考察

### 第3章 低速度型アナログ計算機の綜合演算誤差 に関する理論的考察<sup>(21)~(24)</sup>

#### (I) 緒 言

電子管式アナログ計算機を用いて線型微分方程式を解く場合の誤差についての報告は *Macnee* の解析をはじめとして既に3, 4の論文がある。<sup>(25)~(28)</sup> いずれの場合も解析の対象とされた演算回路が実際の使用面から見て必ずしも一般的ではない。例えば *Macnee*<sup>(25)</sup> は演算器の符号を考えず係数設定にすべて係数器を使用し、加算器でこれらを合成し最高次数の入力に帰還するものを対象とし、*Marsocci*<sup>(26)</sup> は係数設定はポテンシオメータを用い符号を合せる正負変換器が1段毎に用いられた各微係数  $k_m$  が  $0 \leq k_m \leq 1$  の場合を解析し黒川<sup>(27)</sup> は *Marsocci* の正負変換器を除き加算器誤差のみを誤差対象とする演算回路を取扱っている。野村<sup>(28)</sup> は *Macnee* の解析の誤りを指摘しこれを修正した。以上の解析中野村を除くすべては増巾器の周波数特性を閉回路でとり扱っている。

著者は既に増巾器特性を閉回路特性でしかも係数器、加算器等の誤差を積分器誤差に比して極めて少いとして、<sup>(註1)</sup> これらを省略し実用的な一般式を導きこれについて考察した。<sup>(29)(30)</sup> ところが最近では *Flight Simulator* の如く演算周波数の高いところ ( $\omega \geq 10$  rad/秒) で精度を要求されたり、係数器を多段に接続して用いる場合が多く、係数器誤差、浮遊容量による誤差は無視し得ず、実用的にも係数器誤差を加味した一般式を導く必要を生じた。故にここでは係数器、係数用ポテンシオメータを含む係数設定回路の誤差をも含めて理論的に検討する。なお以下の検討においては演算インピーダンスの定数は正確であると仮定している。

#### (II) 解析対象とした演算回路網

$n$  階微分方程式を解く演算回路網として従来の一般的でない欠点を除き第1図の回路を対象とした。すなわち係数を設定する回路はすべて  $K_m(p)$

(註1)  $\omega \leq 10$  rad/秒 を対象とする演算に対しては實際上殆んど無視出来る。

なる一般的な伝達関数表示を行い、特にポテンシオメータ、係数器等に指定せずすべての場合を含みうるようにしたこと、演算器の符号についてはこれを  $K_m(p)$  に含めて考えたこと、加算器誤差は第1近似として正負変換器誤差に含めて取扱っている。

第1図で解こうとする微分方程式は

$$\sum_{m=0}^n T^{m-n} p^m k_m y = 0$$

両辺に  $T^{-n}$  を掛けることにより

$$\sum_{m=0}^n (T \cdot p)^m k_m y = 0 \quad \text{但し } k_n = 1 \quad \dots\dots\dots (1)$$

次に第1図中の積分器の伝達関数  $I(p)$ 、係数設定回路の伝達関数  $K_m(p)$  について考える。 $I(p)^{-1}$  は次式で与えられる。

$$I(p)^{-1} = \{ 1 + (1/\mu_i) Z_i(p) Y(p) \} / \mu_i \quad \dots\dots\dots (2)$$

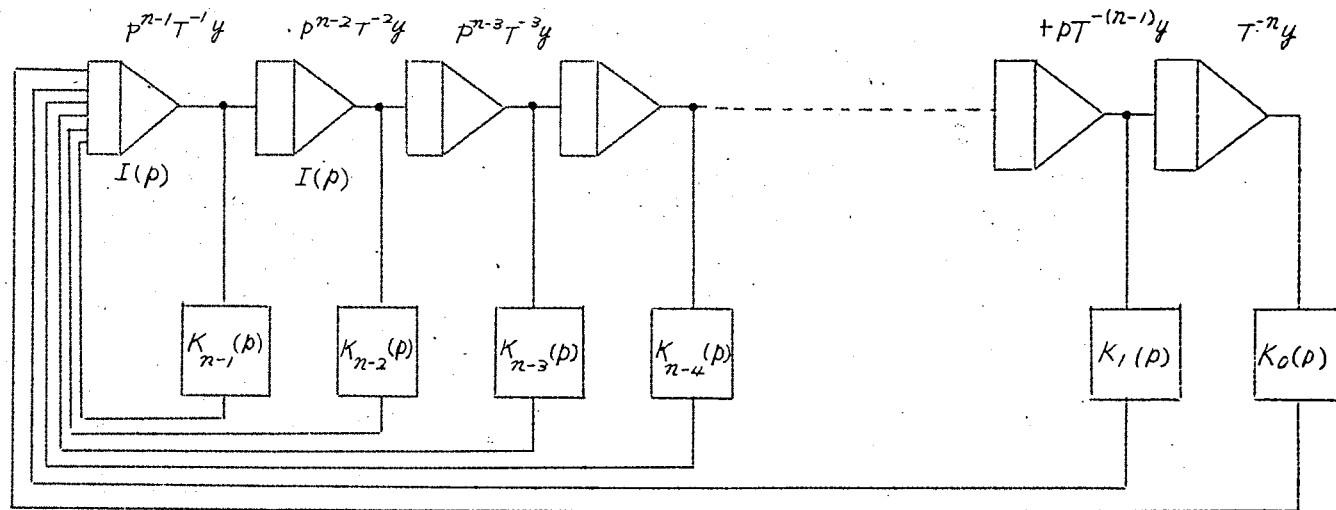
但しグリッド電流とドリフト電圧の影響については後述するとしてここでは省略する。

$Z_i(p) \cdot Y(p)$  は等価入力インダクタンス及び帰還アドミッタンスであり、第2図に示す積分抵抗に対しインピーダンス及び容量・積分コンデンサについては誘導抵抗・吸収現象を加味すると次式になる。但し吸収現象については第1章でのべた高分子物質に対して高い近似を与える。Cole-Coleの実験式を適用した。

$$\left. \begin{aligned} Z_i(p) &= R \{ 1 + (L/R) p \} / \{ 1 + C_S R p + C_S L p^2 \} \\ &\simeq R \{ 1 - C_S R p + (L/R) p \} \\ Y_i(p) &\simeq C \left( p + \frac{C_i}{C} \frac{p^\alpha}{\tau_e^{1-\alpha}} + \frac{1}{C R_e} \right) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3)$$

(註2) 加算器により1ケの信号系が受ける誤差と正負変換器により生ずる誤差とでは初段格子接地向インピーダンスが前者の方が他の端子の並列入カインピーダンス  $Z_g$  の並列値になるのに対し後者が  $Z_g$  だけである点異なる。故に誤差に対しては第1近似として両者は同一と考えてよい。





$I(p)$ : 積分器,  $k_m(p)$ : 加算器, 正負変換器, 係数器, 係数用ポテンシヨメータを含む伝達関数

第1図  $\sum_{m=0}^n T^m p^m k_m y = 0$  を解く演算回路網

$$(2)(3) \text{ より } I(p)^{-1} \approx \frac{1}{\mu_i} + \left(1 + \frac{1}{\mu_i}\right) T \left\{ 1 - C_s R p + \left(\frac{L}{R}\right) p \right\} \left\{ p + \frac{C_i}{C} \frac{p^\alpha}{\tau_\varepsilon^{1-\alpha}} + \frac{1}{CR_\ell} \right\}$$

$$\approx T \left\{ \frac{1}{\mu_i T} + \left\{ p + \frac{p}{\mu_i} + \Delta(p) \right\} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{但し } \Delta(p) = -C_s R p^2 + \left(\frac{L}{R}\right) p^2 + \frac{C_i}{C} \frac{p^\alpha}{\tau_\varepsilon^{1-\alpha}} + \frac{1}{CR_\ell}$$

$K_m(p)$  については一般的に次式をうける。

$$K_m(p) = k_m \left\{ 1 - (K_m / \mu_k) + p \tau_m \right\} \dots\dots\dots (5)$$

第2項は増巾器利得  $\mu_k$ 、第3項は演算抵抗の浮遊容量に起因する誤差項であり、 $K_m$ 、 $\tau_m$  の決定は第1表に基づいて行えばよい。

一方第1図の結線をアナログ計算機を用いて解く場合の特性方程式はそれぞれの演算器伝達関数を用いると次式になる。

$$\left\{ I(p) K_{n-1}(p) + I(p)^2 K_{n-2}(p) + \dots + I(p)^{n-1} K_1(p) + I(p)^n K_0(p) + 1 \right\} y = 0$$

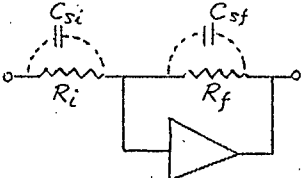
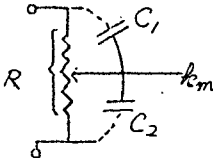
第1表  $K_m$ 、 $\tau_m$  の決定法

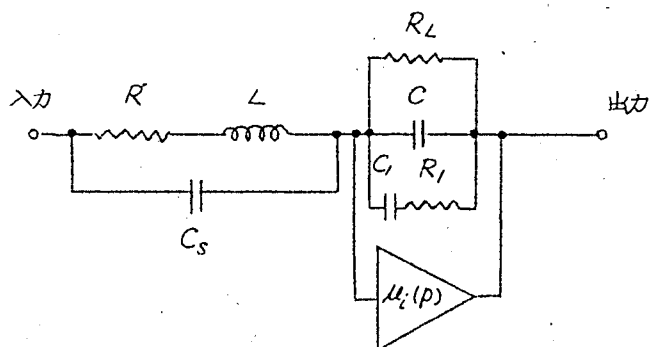
(i)  $K_m$

(1) 係数用ポテンシオメータ	$K_m = 0$
(2) $N$ 個の係数器を連続接続した場合	$K_m = \sum_{m=1}^n (1 + C_m)^*$ 但し $C_m$ : 個々の係数器倍率 例えば正負変換器 $K_m = 1 + 1 = 2$ 5倍、6倍の係数器2段使用 $K_m = 6 + 7 = 13$
(3) (係数用ポテンシオメータ) + (係数器)	(2) と同一
(4) 加算器を経る場合	加算器 $N$ 個を経る毎に正負変換器 $N$ 個を経たとして (2) より $K_m$ を決定する。

\* 附録参照

(ii)  $\tau_m$ 

(1) 係数器 	$\tau_m = \tau_{im} \tau_{fm}$ $C_{si} R_i = \tau_{im}$ $C_{sf} R_f = \tau_{fm}$
(2) 係数器多段の場合	$\Sigma \tau_m$
(3) 係数用ポテンシヨメータ 	$\tau_m = T_1 - T_2$ $T_1 = (1 - k_m) R C_1$ $T_2 = k_m (1 - k_m) R (C_1 + C_2)$



$R, C$  : 正しい積分抵抗、積分コンデンサ値

$L, C_s$  : 巻線抵抗のインダクタンス及び等価並列浮遊容量

$R_e$  : コンデンサの並列漏洩抵抗

$C_1, R_1$  : Cole-Cole の吸収定数  $\tau_e = C_1 R_1$

$\mu_i(p)$  : 増巾器特性

第2図 誤差原因を考慮した積分器の等価回路

両辺を  $I(p)^n$  で割ると

$$\left\{ \frac{1}{I(p)} \right\}^n + \left\{ \frac{1}{I(p)} \right\}^{n-1} K_{n-1}(p) + \left\{ \frac{1}{I(p)} \right\}^{n-2} K_{n-2}(p) + \dots + \left\{ \frac{1}{I(p)} \right\} K_1(p) + K_0(p) = F(p) = 0$$

すなわち  $\sum_{m=0}^n \left\{ \frac{1}{I(p)} \right\}^m K_m(p) y \equiv F(p) y = 0 \dots\dots\dots (6)$

$$\text{但し } K_n(p) = 1$$

演算器特性が理想的であるとすると (4) (5) より

$$\left\{ \frac{1}{I(p)} \right\} = T \cdot p, \quad K_m(p) = k_m \dots\dots\dots (7)$$

(7) を (6) に代入して

$$F(p) y = \sum_{m=0}^n (T \cdot p)^m k_m y = 0$$

となり (1) と同一となる。以下 (6) について考察する。

### (Ⅲ) 誤差に関する一般式の誘導

(6) より得られる特性根中の 1 つ  $p'_a$  とこれに対応する (1) の特性根  $p_a$  との差  $\epsilon$  の誤差を検討する量として考える。(6) より Taylor 展開により

$$\begin{aligned} F(p'_a) = F(p_a) + \epsilon \left[ \frac{dF(p)}{dp} \right]_{p_a} + \frac{\epsilon^2}{2} \left[ \frac{d^2F(p)}{dp^2} \right]_{p_a} + \dots\dots\dots \\ + \frac{\epsilon^n}{n!} \left[ \frac{d^n F(p)}{dp^n} \right]_{p_a} + \dots\dots\dots \end{aligned}$$

一般に  $d^n F(p)/dp^n$  は有限値をもち、 $\epsilon$  の如何なる値に対しても上記の級数は収斂する。しかも第2項と第3項を比較すると、対象とする演算周波数において  $|\epsilon/p|$  が成立し第3項は第2項に比して小さく第3項以下を省略出来る。従つて

$$F(p'_a) = F(p_a) + \epsilon \left[ \frac{dF(p)}{dp} \right]_{p_a} = 0$$

$$\therefore E = -F(p_a) / \left[ \frac{dF(p)}{dp} \right]_{p_a}^{\text{註3}}$$

(6)より  $dF(p)/dp$  を計算する.

$$\frac{dF(p)}{dp} = -I(p)^{-2} \frac{dI(p)}{dp} \left[ \sum_{m=1}^n m I(p)^{-(m-1)} K_m(p) \right] + \sum_{m=0}^{n-1} \frac{dK_m(p)}{dp} I(p)^{-m} \quad (9)$$

(9)において

$$\begin{aligned} -I(p)^{-2} \frac{dI(p)}{dp} &= \frac{d}{dp} \left[ I(p)^{-1} \right] = T \frac{d}{dp} \left\{ 1 + \frac{1}{\mu_i} + \frac{d\Delta(p)}{dp} - \frac{1}{\mu_i^2} \right. \\ &\quad \left. \left( p + \frac{1}{T} \right) \frac{d\mu_i}{dp} \right\} \\ &\simeq T \left\{ 1 + \left( \frac{1}{\mu_i} \right) + \left( d\Delta(p)/dp \right) \right\} \\ \frac{dK_m(p)}{dp} &= K_m \frac{K_m}{\mu_i^2} + \tau_m k_m \simeq \tau_m k_m \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\frac{dK_m(p)}{dp}} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

第1近似として得た(10)を(9)に代入すると

$$\begin{aligned} \frac{dF(p)}{dp} &= T \left\{ 1 + \left( \frac{1}{\mu_i} \right) + \frac{d\Delta(p)}{dp} \right\} \sum_{m=1}^n m I(p)^{-(m-1)} K_m(p) + \sum_{m=0}^{n-1} \tau_m k_m I(p)^{-m} \\ &\simeq \sum_{m=1}^n m T^m \left( 1 + \frac{1}{\mu_i} + \frac{d\Delta(p)}{dp} \right) p^{m-1} \left\{ 1 + (m-1) \left( \frac{1}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} \right) \right\} K_m(p) \\ &\quad + \frac{1}{\mu_i} \sum_{m=1}^n m(m-1) T^{m-1} p^{m-2} \left\{ 1 + \left( \frac{1}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} \right) (m-2) \right\} \left( 1 + \frac{1}{\mu_i} + \frac{d\Delta(p)}{dp} \right) K_m(p) \\ &\quad + \sum_{m=0}^{n-1} \tau_m k_m T^m p^m \left( 1 + \frac{1}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} m \right) + \frac{1}{\mu_i T} \sum_{m=0}^{n-1} p^{m-1} \\ &\quad \left\{ 1 + \frac{m-1}{\mu_i} + \frac{\Delta p}{p} (m-1) \right\} \tau_m k_m \end{aligned}$$

(註3) 以下特にことわらない限り  $p_a = p$  と記す。

$$\begin{aligned}
&\simeq \sum_{m=1}^n m T^m \cdot k_m \left\{ 1 + \frac{1}{\mu_i} + \frac{d\Delta(p)}{dp} + (m-1) \left( \frac{1}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} \right) - \frac{K_m}{\mu_k} + \right. \\
&\quad \left. p \tau_m \right\} p^{m-1} + \frac{1}{\mu_i} \sum_{m=1}^n m(m-1) T^{m-1} p^{m-2} \cdot k_m \\
&\quad + \sum_{m=0}^{n-1} \tau_m \cdot k_m T^m p^m \dots\dots\dots (11)
\end{aligned}$$

$\epsilon$  についての第 1 近似を考える場合には  $\frac{dF(p)}{dp}$  は更に次の如く近似しうる。

$$\frac{dF(p)}{dp} \simeq \sum_{m=1}^n m T^m \cdot k_m \cdot p^{m-1} \dots\dots\dots (12)$$

次に (4) (5) を (6) に代入する。

$$\begin{aligned}
F(p) &= \sum_{m=0}^n T^m \left\{ p + \frac{p}{\mu_i} + \Delta(p) \right\}^m \left\{ 1 + \frac{m}{\mu_i T} \left( p + \frac{p}{\mu} + \Delta(p) \right)^{-1} \right\} K_m(p) \\
&= \sum_{m=0}^n T^m p^m \left\{ 1 + \frac{m}{\mu_i} + m \frac{\Delta(p)}{p} \right\} \left( 1 - \frac{K_m}{\mu_k} + p \tau_m \right) k_m \\
&\quad + \frac{1}{\mu_i T} \sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} \left\{ 1 + \frac{m-1}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} (m-1) \right\} k_m \left( 1 - \frac{K_m}{\mu_k} + p \tau_m \right) \\
&\simeq \sum_{m=0}^n T^m p^m k_m \left\{ 1 + \frac{m}{\mu_i} + \frac{\Delta(p)}{p} m - \frac{K_m}{\mu_k} + p \tau_m \right\} + \frac{1}{\mu_i T} \sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m \\
&\dots\dots\dots (13)
\end{aligned}$$

(13) に (1)・(12) を代入すると

$$\begin{aligned}
F(p) &= \frac{1}{\mu_i} \sum_{m=0}^n m T^m p^m k_m + \frac{\Delta(p)}{p} \sum_{m=0}^n m T^m p^m k_m - \frac{1}{\mu_k} \sum_{m=0}^n T^m p^m k_m K_m \\
&\quad + \sum_{m=0}^n T^m p^{m+1} k_m \tau_m + \frac{1}{\mu_i T} \frac{dF(p)}{dp} \dots\dots\dots (14)
\end{aligned}$$

(8) (13) (14) より

$$\epsilon = -\frac{1}{\mu_i T} - \Delta(p) - \frac{p}{\mu_i} + \frac{1}{\mu_k} \frac{\sum_{m=0}^n T^m p^m k_m K_m}{\sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m} - \frac{\sum_{m=0}^n T^m p^{m+1} k_m \tau_m}{\sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m} \quad (15)$$

$$\text{但し } \Delta(p) = -C_s R p^2 + \left(\frac{L}{R}\right) p^2 + \frac{C_i}{C} \frac{p^\alpha}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} - \frac{1}{C R_e}, \tau_n = 0, K_n = 0$$

(15)が誤差に関する一般式であり第1、第3項が積分器の増巾器部分、第2項が積分器の負算インピーダンス部分より発生する誤差項であり、第4、第5項はそれぞれ係数器の増巾器、演算抵抗部分より発生する誤差項である。(15)より明らかなように積分器誤差は積分器の積分時定数が相等しい場合には微分方程式の階数に無関係である。この点からサークルテストで積分器誤差を検討することは適切であり、且つこのテストは総合精度判定の必要条件となり得る。係数設定回路の誤差は $k_m, K_m, \tau_m$ に左右され接続条件により大巾に値が異なる。

以上の解析では $\mu_i, \mu_k$ を定数として取扱っているが、増巾器の周波数特性を考慮した場合についても(15)より導き得る。いま増巾器の周波数特性として第1章、第3図に示すような組合せ増巾器の特性を考えると $\mu$ としては

$$\mu \simeq \frac{\mu_0(1+p\tau_0)}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} \quad (16)$$

$$\text{但し } \mu_0 = \mu_1 \cdot \mu_2, \quad \tau_0 = \tau_1/\mu_1, \quad \mu_1 \gg 1$$

$\mu_1$  : テヨツパ部利得       $\mu_2$  : 直結部利得

$\tau_1$  : テヨツパ部 -3dbを与える時定数

$\tau_2$  : 直結部の -3dbを与える時定数

(16)において  $p = p_a'$  としてこれを(15)に代入し、逐次近似を行いその第1近似をとると

$$\epsilon = -\frac{(1+p\tau_{i1})(1+p\tau_{i2})}{\mu_{oi}(1+p\tau_{io})} \left( p + \frac{1}{T} \right) - \Delta(p) + \frac{(1+p\tau_{k1})(1+p\tau_{k2})}{\mu_{ok}(1+p\tau_{ko})} - \frac{\sum_{m=0}^n T^m p^m k_m K_m}{\sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m} - \frac{\sum_{m=0}^n T^m p^{m+1} k_m \tau_m}{\sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m} \quad (17)$$

(17) は暫中器の四波数特性を考慮した場合の誤差の近似式である。

#### (IV) グリッド電流及びドリフト電圧の誤差 $\epsilon$ に及ぼす影響<sup>(26)</sup>

前節では演算増中器のグリッド電流 $i_g$ 及びドリフト電圧 $e_d$ を無視して $\epsilon$ を考察したが、ここではこれらの $\epsilon$ に対する影響について考える。第1図の演算回路網で右側より第 $(m-1)$ 番目と第 $m$ 番目の積分器の出力 $Y_{m-1}$ ,  $Y_m$ の向には次式が成立する。

$$Y_{(m-1)} = I(p)(Y + e_d - i_g R)_m - e_{dm} \quad (18)$$

但し括弧の $m$ の添字は括弧内の量の添字がすべて $m$ であることを示している。第1図の回路図は

$$\sum_{m=0}^n k_m Y_m = 0 \quad (19)$$

(18), (19) から $Y_n = y$ とおくことにより

$$Y_m = I(p)^{n-m} y + \sum_{i=m+1}^n I(p)^{i-m} (e_d - i_g R)_i - \sum_{i=m+1}^n I(p)^{i-(m+1)} e_{di} \quad (20)$$

(20)を(19)に代入することにより

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^n k_m Y_m &= I(p)^n \sum_{m=0}^n k_m y I(p)^{-m} + \sum_{m=0}^n \sum_{i=m+1}^n k_m I(p)^{i-m} (e_d - i_g R)_i \\ &\quad - \sum_{m=0}^n \sum_{i=m+1}^n k_m I(p)^{i-(m+1)} e_{di} = 0 \end{aligned}$$

両辺を $I(p)^n$ で割ると

$$\sum_{m=0}^n k_m y I(p)^{-m} + I(p)^{-n} \left\{ \sum_{i=0}^n (e_d - i_g R)_i \sum_{m=0}^{i-1} k_m I(p)^{i-m} - \sum_{i=0}^n (e_{di}) \sum_{m=0}^{i-1} k_m I(p)^{i-m-1} \right\} = 0 \quad (21)$$

$I(p)^{-1}$ は微分であるから、 $e_d$ ,  $i_g R$ がそれぞれ時間について一定値とすると第2項 $(e_d - i_g R)_n$ のみ残り第3項は消失する。すなわち(21)は

$$\sum_{m=0}^n k_m y I(p)^{-m} = -(e_d - i_g R)_n k_0 = \text{一定}$$



理想条件では  $I(p)^{-1} = p$  となり次式をとくことに等しくなる。

$$\sum_{m=0}^n k_m y p^m = \text{一定} \quad \dots\dots\dots (22)$$

この式より明らかなように、グリッド電流及びドリフト電圧は  $y$  についての初期値を変えるだけであって、 $\epsilon$  に対してはなんら影響を与えない。従ってこれらの値は初期値設定電圧に対して許容誤差以内になるように設計すれば充分である。

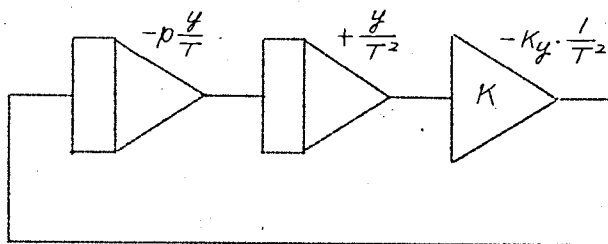
## 〔Ⅴ〕 一般式の利用例

### (5.1) サークルテスト(例1)

第3図がこの場合の結線図である。解くべき方程式は図より

$$(T \cdot p)^2 y + Ky = 0 \quad \dots\dots\dots (23)$$

第1表を用いて  $K_m$  を求めた結果が第2表である。



第3図  $(T \cdot p)^2 y + Ky = 0$  の演算回路網

第2表 第3図の  $K_m(p)$  の定数

$m$	$k_m$	$K_m$
2	1	0
1	0	0
0	$K$	$1 + K$

第2表の結果を (15) に代入すると係数設定回路の誤差  $C(p)$  は

$$C(p) = \frac{K}{\mu_k} \cdot \frac{1+K}{2T^2 p} - \frac{K\tau_m}{2T^2} = \frac{K}{\mu_k} \cdot \frac{1+K}{2} \frac{p}{p^2 T^2} - \frac{K}{2} \frac{\tau_m}{T^2}$$

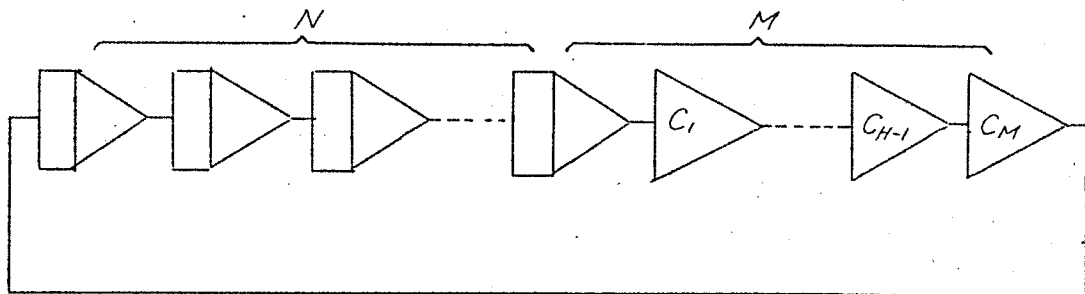
(23) より得られる  $p = j \frac{\sqrt{K}}{T}$  を代入すると

$$C(p) = -\frac{1+K}{2\mu_k} \cdot p + \frac{1}{2} p^2 \tau_m$$

$$\therefore \epsilon = -\frac{1}{\mu_i T} - \frac{p}{\mu_i} - \Delta(p) - \frac{1+K}{2\mu_k} \cdot p + \frac{1}{2} p^2 \tau_m \quad \dots\dots\dots (24)$$

(24) は既に求めた結果<sup>(1)</sup>と完全に一致している。

(5.2) 積分器Nヶ、係数器Mヶが直列接続された場合(第4図)



第4図  $(pT)^N y \pm \prod_{m=1}^M K_m y = 0$  の演算回路

第3表 第4図の $K_m(p)$ の定数

$m$	$k_m$	$K_m$
$N$	$1$	$0$
$N-1$	$0$	$0$
$N-2$	$0$	$0$
$\dots\dots$	$0$	$0$
$1$	$0$	$0$
$0$	$\prod_{m=1}^M k_m$	$\sum_{m=1}^M (1 + C_m)$

この場合の $K_m(p)$ の定数に關する表は第3表の如くなる。(例2) 故に

(15)より

$$C(p) = \frac{1}{\mu_R} \cdot \frac{\sum_{m=1}^n (1+C_m) \cdot \prod_{m=1}^M k_m}{N T^N p^{N-1}} - \frac{\sum_{m=1}^M \tau_m \times \prod_{m=1}^M k_m \times p}{N T^N p^{N-1}} \dots (25)$$

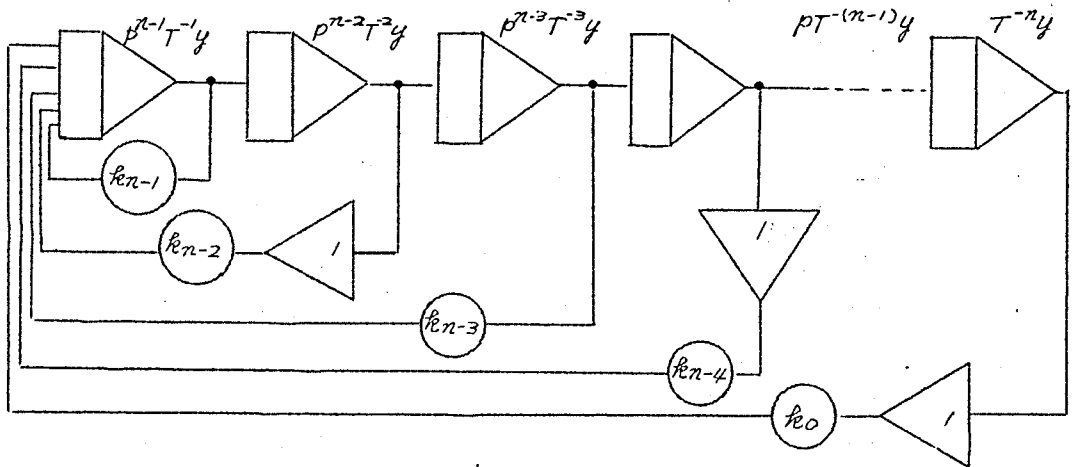
$p^N T^N = - \prod_{m=1}^M k_m$  なる関係を代入すると

$$C(p) = \frac{1}{N} \left\{ - \frac{p}{\mu_R} \sum_{m=1}^M (1+C_m) + p^2 \sum_{m=1}^M \tau_m \right\} \dots (26)$$

(25)(26) より明らかなようにこの場合の係数器誤差は積分器台数に逆比例し係数器個々の誤差の代数和の形で増大する。この結果は複雑な演算回路においてそれぞれのループの演算誤差の推定をするのに便利である。(註4)

### (5.3) $0 < k_m < 1$ の場合の演算誤差(例3)

積分器を除いては正負変換器及び係数用ポテンシオメータのみしか用いられない場合であり Marsocci の対象とした回路網である<sup>(26)</sup> (第5図)



第5図  $\sum_{m=0}^n T^m p^m k_m y = 0$  但し  $0 < k_m < 1$  の演算回路

(註4) 如何に複雑な回路もすべて積分器、係数器の何台かの直列接続回路に分離出来る。

この場合の  $K_m(p)$  の定数は第4表に示す如くなる。故に (15) より  $\tau_m \approx 0$  とすると

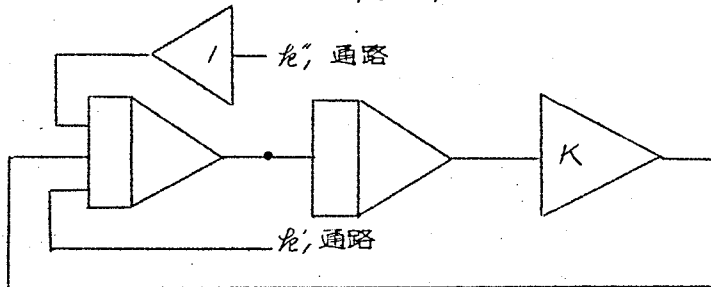
$$C(p) = \frac{1}{\mu_k} \frac{2 \sum_{m=0}^{n-1} \delta_m k_m p^m}{\sum_{m=1}^n m T^m p^{m-1} k_m} \quad \left. \begin{array}{l} \delta_m: m: \text{odd の時 } \delta_m = 0 \\ m: \text{even の時 } \delta_m = 1 \end{array} \right\} (27)$$

第4表 第5図の  $K_m(p)$  の定数

$m$	$k_m$	$K_m$
$n$	1	0
$n-1$	$k_{n-1}$	0
$n-2$	$k_{n-2}$	2
$n-3$	$k_{n-3}$	0
$n-4$	$k_{n-4}$	2
...	...	...
2	$k_2$	2
1	$k_1$	0
0	$k_0$	2

#### (5.4) 例4

第6図に示す如き演算回路を考える。この回路は  $k_1'$  のループにより負のダンピング、 $k_2'$  のループにより正のダンピングを与え、正負変換器の性能が理想的であり且つ2つの加算積分器の入力特性が同一であるならばこれらの局部ループを持たないサークルテストと同一の結果を得られるように組立てられたものである。従つて  $k_1'$ 、 $k_2'$  のループのないものである



第6図  $(pT)^2 y + Ky = 0$  の演算回路 (局部ループ誤差の+エック回路)

ものとを比較することにより局部ループの誤差の量を検討しうる。この場合の局部ループによる理論的な誤差の増加量を求める。この場合の  $K_m(p)$  に肉する定数は第5図より第5次の如くなる。(15)にこれ等の定数を代入すると ( $\tau_m \approx 0$  とする)

$$C(p) = \frac{-2Tp + K(1+K)}{2T^2p} \cdot \frac{1}{\mu_R} = \frac{1}{\mu_R T} - \frac{K(1+K)}{2\mu_R} p \quad (28)$$

(28) の第1項が局部ループにより増加した誤差分である。

第5表 第6図の  $K_m(p)$  の定数

$m$	$k_m$	$K_m$
2	1	0
1	$k'_1$ 通路 1	0
	$k''_1$ 通路 -1	2
0	K	1+K

### (5.5) 例5

3階の連続振動解を持つ場合の線型微分方程式を考える。すなわち対象とする方程式は

$$(pT)^3 y + 3(pT)^2 + 3(pT) + 9 = 0 \quad p = \pm j\sqrt{3}/T \quad (29)$$

この式の演算回路として例えば第7図(a) が考えられる。 $K_m(p)$  についての定数表は図を参照して第6表の如くなる。

第6表 第7図の  $K_m(p)$  の定数

$m$	$k_m$	$K_m$
3	1	0
2	3	6
1	3	4
0	9	12

故に (15) と第6表より ( $\tau_m \approx 0$  とする)

$$C(p) = \frac{1}{\mu} \frac{18 \cdot T^2 p^2 + 12 T p + 108}{3 T^3 p^2 + 6 T^2 p + 3 T}$$

$$p^2 = -3/T^2 \text{ を代入して } C(p) = -\frac{7}{4} \frac{p}{\mu} + \frac{15}{4} \frac{1}{\mu T}$$

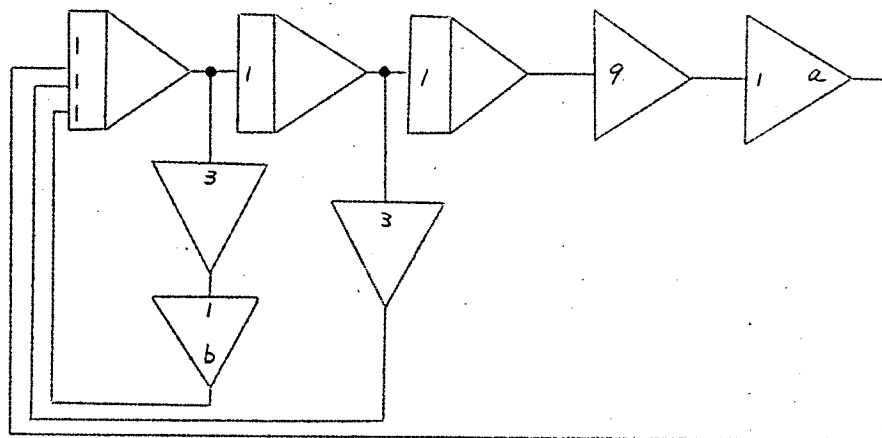
$$\therefore \epsilon = -\frac{1}{\mu T} - \frac{p}{\mu} - \frac{7}{4} \frac{p}{\mu} + \frac{15}{4} \frac{1}{\mu T} = \frac{11}{4} \frac{1}{\mu T} - \frac{11}{4} \frac{p}{\mu} =$$

$$\frac{11}{4} \left( \frac{1}{\mu T} - \frac{p}{\mu} \right) \quad \text{但し } \mu_i = \mu_R = \mu \quad \dots\dots\dots (30)$$

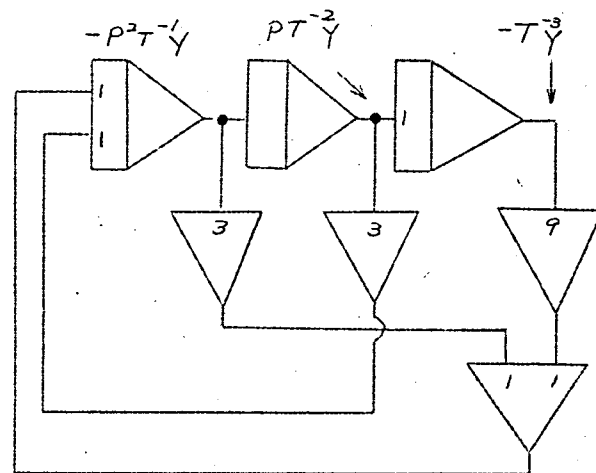
なお、(21) の演算回路としては第7図(b) が考えられ(a)の $\alpha, \beta$  2個正負変換器を1ヶの加算器に置き換えうる。この場合の $K_m(p)$  の定数は第5表をそのまま使用して差支えないことは第1表の基準より明らかである。

## (VI) 結 言

以上の諸例より明らかなるように一般式は従来のものに比し実用結線図と密接な関係を有し、回路が与えられれば容易にその誤差を見出しうる。しかも従来求められた誤差についての一般式は著者が与えた一般式の一例として含みうるものである。なお、これらの応用例として3, 4の実用例を示した。このうち積分器4台を接続した場合の誤差についての一般式は複雑な演算回路の誤差程度の目安を立てる上に於て役立つものとする。



(a)



(b)

第7図  $(pT)^3 + 3(pT)^2 + 3pT + 9 = 0$   $p = \pm j \frac{\sqrt{3}}{T}$   
の演算回路

[追補 I]  $K_m(p)$ について

例えば  $C_1, C_2$  なる係数器 2 段を使用した場合の伝達関数  $K_m(p)$  は

$$\begin{aligned}
 K_m(p) &= \frac{\mu}{1+\mu+C_1} \cdot \frac{\mu}{1+\mu+C_2} \cdot C_1 C_2 \\
 &= C_1 C_2 \left(1 + \frac{1+C_1}{\mu}\right)^{-1} \left(1 + \frac{1+C_2}{\mu}\right)^{-1} \\
 &\simeq C_1 C_2 \left(1 - \frac{1+C_1}{\mu}\right) \left(1 - \frac{1+C_2}{\mu}\right) \simeq C_1 C_2 \left\{1 - \frac{1}{\mu} \left[(1+C_1) + (1+C_2)\right]\right\} \\
 &= K_m \left(1 - \frac{K_m}{\mu}\right) \quad K_m = \sum_{m=1}^{n=2} (1+C_m)
 \end{aligned}$$



## 第4章 低速度型アサロク計算機 の総合演算誤差に関する 実験的検討

## 第4章 低速度型アナログ計算機の総合演算誤差 に関する実験的検討<sup>(31)~(33)</sup>

### (I) 緒 言

前章で総合演算誤差の理論的考察を行い、係数設定回路の誤差を加味した実用的な誤差についての一般式を見出した。その結果得たことは、積分時定数が等しい時には  $\omega \leq 10 \text{ rad/sec}$  の計算に対して総合誤差を支配する積分器誤差が、解くべき方程式の階数に無関係になることである。換言すると2階の方程式の連範振動解を得る場合の誤差（サークルテストの誤差）と高階の方程式で連範振動解を得る場合の誤差ではその量が同一になる。この点よりサークルテストは総合誤差判定の必要条件になり得る。

本章では主としてサークルテストの実験を中心とし、その値と理論値とを常に対象し、積分器誤差の分析を行つた。特に積分コンデンサに関して吸収定数を定義し、この値の最も小さい新しい積分コンデンサの材料を見出した。更に各誤差と演算周波数との関係を明らかにし総合誤差を小さくする増巾器の設計指針を与えた。終りに係数器設定誤差について主として  $\omega \geq 10 \text{ rad/s}$  での問題点並びに対策を明示し、 $\omega = 10 \text{ rad/s}$  がこの誤差の増減の境界値になることを示した。

### (II) サークルテストにおける演算誤差

第3章(4.1)で得た結果を示すと、この場合の特性根の差  $\epsilon$  は

$$\left. \begin{aligned} \epsilon &= -\frac{1}{\mu_i T} - \frac{p}{\mu_i} - \Delta(p) - \frac{1+K}{2\mu_k} p + \frac{1}{2} p^2 \tau_m \\ \Delta(p) &= -C_s R p^2 + \left(\frac{L}{R}\right) p^2 + \frac{C_i}{C} \frac{p^\alpha}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} - \frac{1}{C R_e} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

この場合の演算回路を第1図に、積分器の等価回路を第2図に示す。積分コンデンサの吸収現象としては *Cole-Cole* の実験式を用いている。この等価回路は第2章で積分器単体の誤差を論ずる場合に用いたものと全く同一であって、これら定数が総合誤差にいかに関与するかを明確にするた



### (Ⅲ) 増巾器に起因する誤差 $\epsilon_{\mu}^{(34)}$

#### (3.1) 増巾器特性が総て同一の場合

演算増巾器部分に起因する特性根の差  $\epsilon_{\mu}$  は(1)より

$$\epsilon_{\mu} = -\frac{1}{\mu_i T} (1+pT) - \frac{1}{2} \frac{1+K}{\mu_k} p \quad \text{..... (2)} \quad \text{(註1)}$$

いま簡単のために  $\mu_i = \mu_k = \mu$  とすると、

$$\epsilon_{\mu} = -\frac{1}{\mu T} - \frac{1}{2} \frac{p}{\mu} (3+K) \quad \text{..... (3)}$$

ここで第2章の解析と同様に第2図に示すような変調回路をもつ組合せ増巾器を考え、その周波数特性として第3図を考える。すなわち、

$$\mu = \frac{\mu_2}{(1+p\tau_2)} \left(1 + \frac{\mu_1}{1+p\tau_1}\right) = \frac{\mu_0(1+p\tau_0)}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} \quad \text{..... (4)}$$

$$\text{但し } \mu_0 = \mu_1 \mu_2 \quad \tau_0 = \tau_1 / \mu_1$$

$\mu_1, \mu_2$  : チョッパ回路、直結部の直流利得

$\tau_1, \tau_2$  : 同上周波数特性を与える時定数

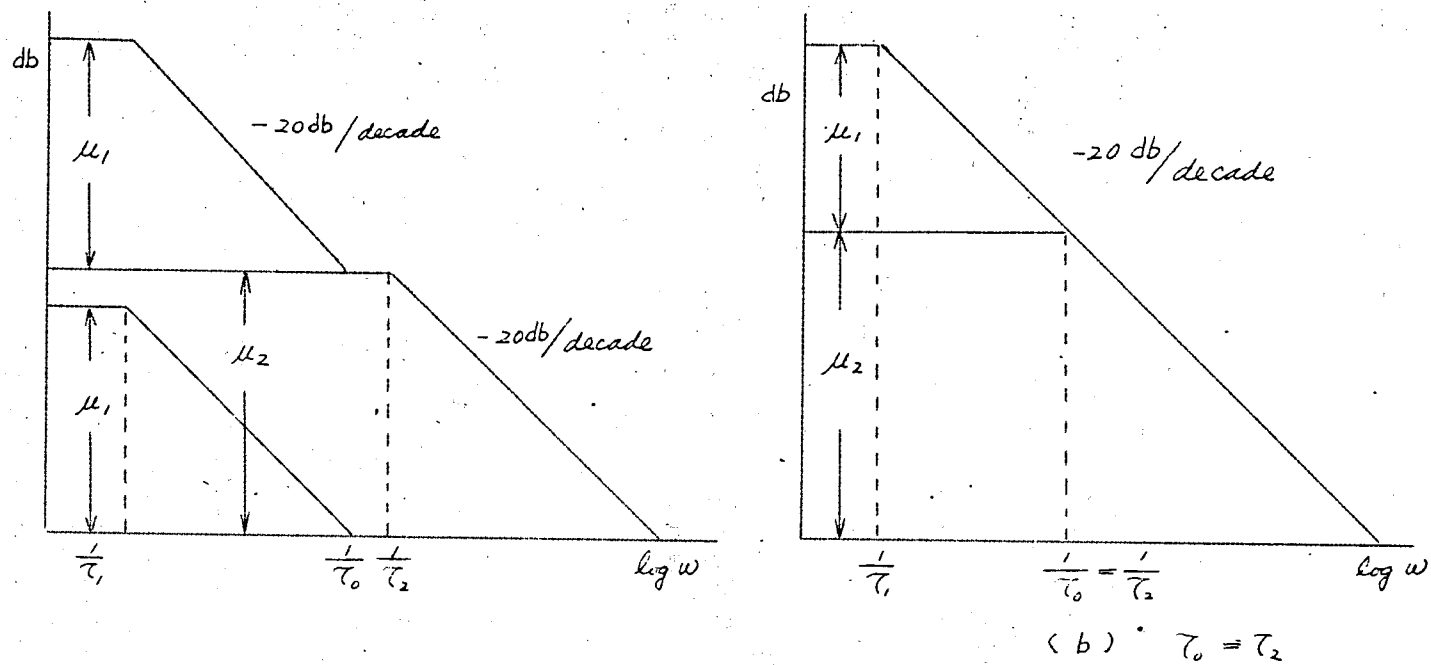
この影響を加味した場合の  $\epsilon_{\mu}$  は逐次代入による第1近似として次式を得る。

$$\epsilon_{\mu} \simeq -\frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0(1+p\tau_0)} \left\{ \frac{K+3}{2} p + \frac{1}{T} \right\} \quad \text{..... (5)}$$

しかしていま連続振動解の特性根を  $p_1 = j\omega$ ,  $p_2 = -j\omega$  としてこれを(17)の  $p$  に代入すればサークルテストの誤差  $\epsilon_{\mu}$  が計算出来る。この場合  $\epsilon_{\mu}$  についての実数部  $\epsilon_{\mu} \text{ real}$  が振巾、虚数部  $\epsilon_{\mu} \text{ imag}$  が周波数誤差を与える。すなわち、

---

(註1) 積分器誤差のみを考慮する場合には第1項のみでよいが、係数密誤差を加味すると(2)のようになる。 $\omega \leq 10 \text{ rad/sec}$  の一般の計算の領域ではこの値は小さくこれを加味した(3)にもとずく考察はサークルテストだけでなく高階微分方程式を解く場合の考察にそのまま適応しても充分である。



第3图 演算増巾器周波数特性

$$\epsilon_{\mu \text{ real}} = \frac{-1 + \omega^2 \left\{ \frac{K+3}{2} T(\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) - \tau_0(\tau_1 + \tau_2) + \tau_1 \tau_2 \right\} + \omega^4 \tau_1 \tau_2 \tau_0 T \frac{K+3}{2}}{\mu_0 T (1 + \tau_0^2 \omega^2)} \quad (6)$$

$$\epsilon_{\mu \text{ imag}} = \frac{-\omega}{\mu_0 T (1 + \tau_0^2 \omega^2)} \left\{ \frac{K+3}{2} + \tau_1 + \tau_2 - \tau_0 + \omega^2 \left\{ (\tau_1 + \tau_2) \tau_0 T \frac{K+3}{2} + \tau_1 \tau_2 \left( \tau_0 \frac{K+3}{2} \right) \right\} \right\} \quad (7)$$

(6)(7)が示すように増巾器よりの誤差は $\epsilon_{\mu \text{ real}}$ ,  $\epsilon_{\mu \text{ imag}}$ は略同程度であるが後述する如くに他の誤差原因には実数部のみを持つ誤差が多く(例えば積分コンデンサの漏洩に基づく誤差)増巾誤差が周波数誤差より大になる場合が多い。従つて以下の解析の対象として増巾誤差のみを考える(以下特に添字 *real* を省略する)。

いま(6)において $\tau_1 = 20$ 秒,  $\tau_2 = 0.05$ 秒,  $\mu_0 = 10^7$   $K=1$ として $\omega$ ,  $\mu$ をパラメータとして求めた $\epsilon_{\mu}-\mu$ 曲線が第4図である。図より明らかなる如くチヨッパ部及び直結部の周波数特性, 利得 $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ,  $\mu_0$ が与えられた場合, チヨッパ部利得 $\mu$ が小さい程誤差が減少している。すなわち, 必要なるドリフト改善率以上にチヨッパ部の利得を与えることが得策でないことを示している。一方 $\mu$ を小さくすることは特に直結部の周波数帯域が広く且つ利得が高くなるので帰還増巾器としての設計が難しくなる。

第5図は $\mu_0 = 10^7$   $\tau_1 = 20$ 秒  $\tau_0 = 0.05$ 秒  $K=1$ ,  $\omega = \frac{1}{T}$ とした場合の $\epsilon_{\mu}-\omega$ の曲線である。 $\omega$ の大きい値に対しては $\epsilon_{\mu}$ はほぼ $\omega^2$ に比例している。

次に考察を容易にするために演算増巾器として第3図(b)の周波数特性を持つ場合を考える。この場合の増巾器部分に基づく特性根のずれ $\epsilon_{\mu}$ は(6)に $\tau_0 = \tau_2$ を代入して

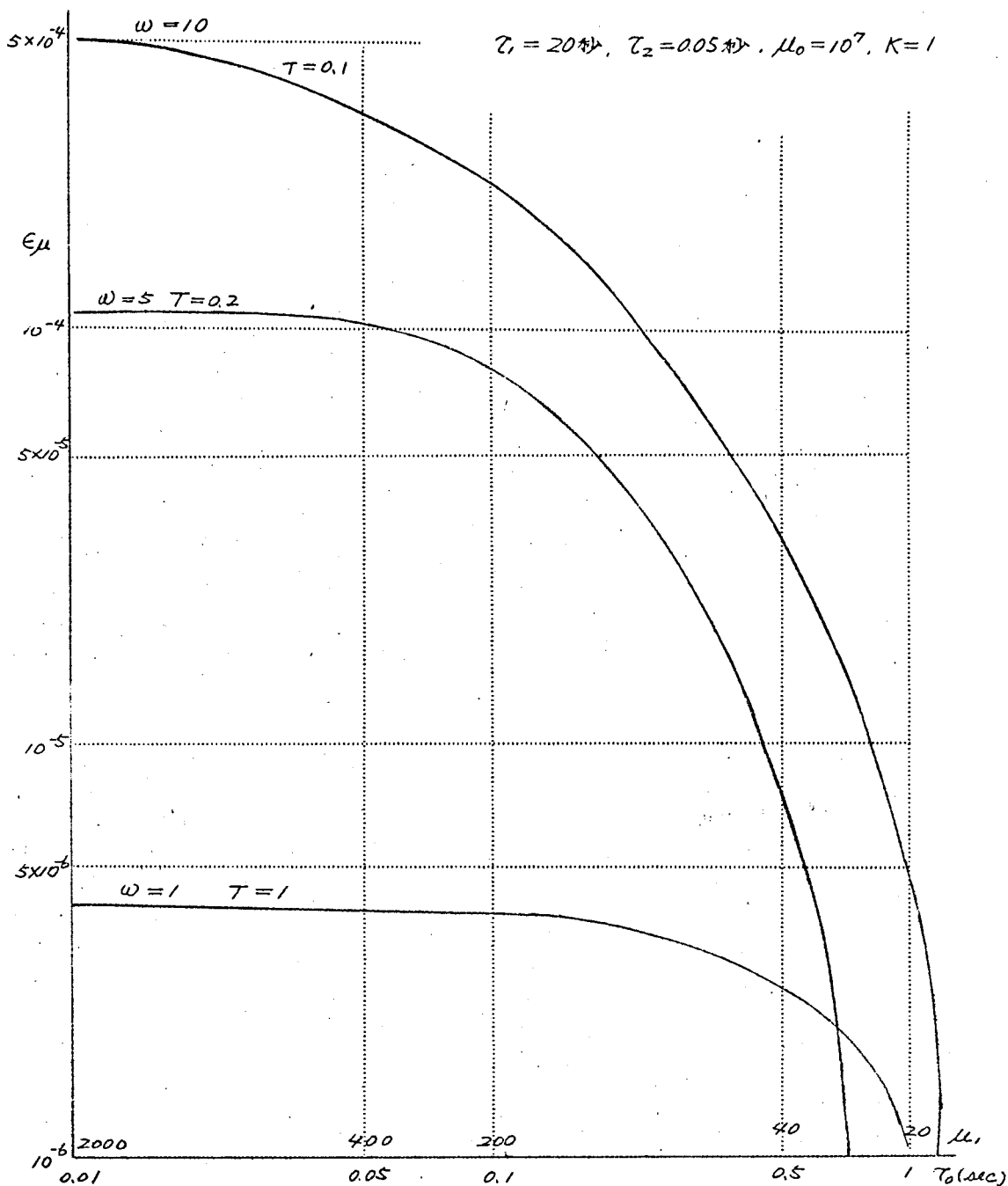
$$\epsilon_{\mu} = -\frac{1}{\mu_0 T} \left\{ 1 - \omega^2 \tau_1 T \frac{K+3}{2} \right\} \quad (8)$$

$K=1$ ,  $\omega = \frac{1}{T}$ の条件を(8)に代入すると

$$\epsilon_{\mu} = -\frac{\omega}{\mu_0} + \frac{\tau_1}{\mu_0} \omega^2 T \quad (\text{註2}) \quad (9)$$

(9)の關係は第4図(k)の周波数特性からみて単に組合せ増巾器で $\tau_0 = \tau_2$ の条件を満足する場合だけでなく3dbを与える第1コーナの時定数 $\tau_1$

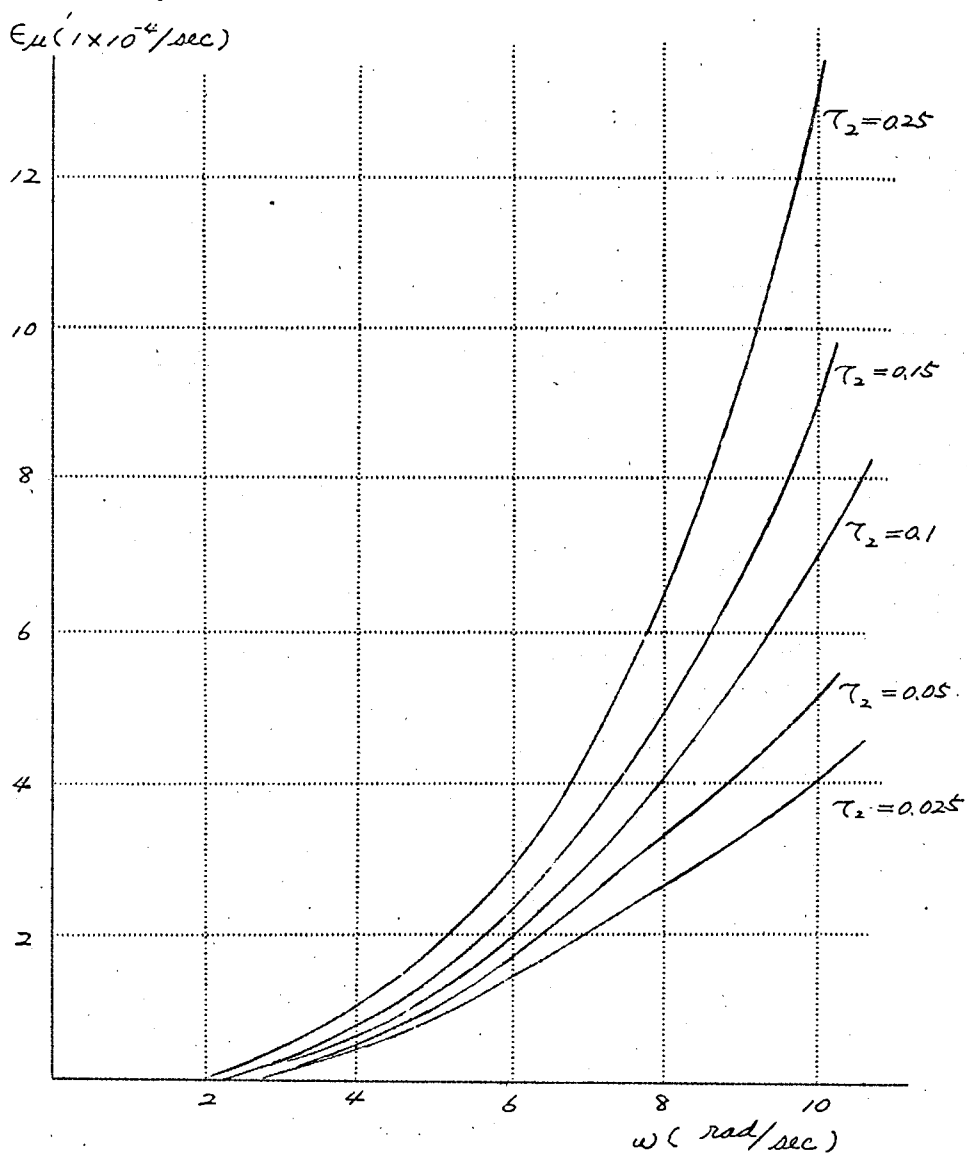
$$\epsilon_{\mu real} = \frac{-1 + \omega^2 \left\{ \frac{\kappa+3}{2} T(\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) - \tau_0(\tau_1 + \tau_2) + \tau_1 \tau_2 \right\} + \omega^4 \tau_0 \tau_1 \tau_2 T \cdot \frac{\kappa+3}{2}}{\mu_0 T (1 + \omega^2 \tau_0^2)}$$



第4图  $\epsilon_{\mu} - \mu, (\epsilon_{\mu} - \tau_0)$  曲线

$$\epsilon = \frac{-1 + \omega^2 \left\{ \frac{K+3}{2} \cdot T(\tau_1 + \tau_2 - \tau_0) - \tau_0(\tau_1 + \tau_2) + \tau_1 \tau_2 \right\} + \omega^4 \tau_0 \tau_1 \tau_2 T \cdot \frac{K+3}{2}}{\mu_0 T (1 + \omega^2 \tau_0^2)}$$

$$\mu_0 = 10^7, \tau_1 = 20 \text{ sec}, \tau_0 = 0.05, K = 1, \omega \frac{1}{T}$$



第5圖  $\epsilon\mu - \omega$  曲線

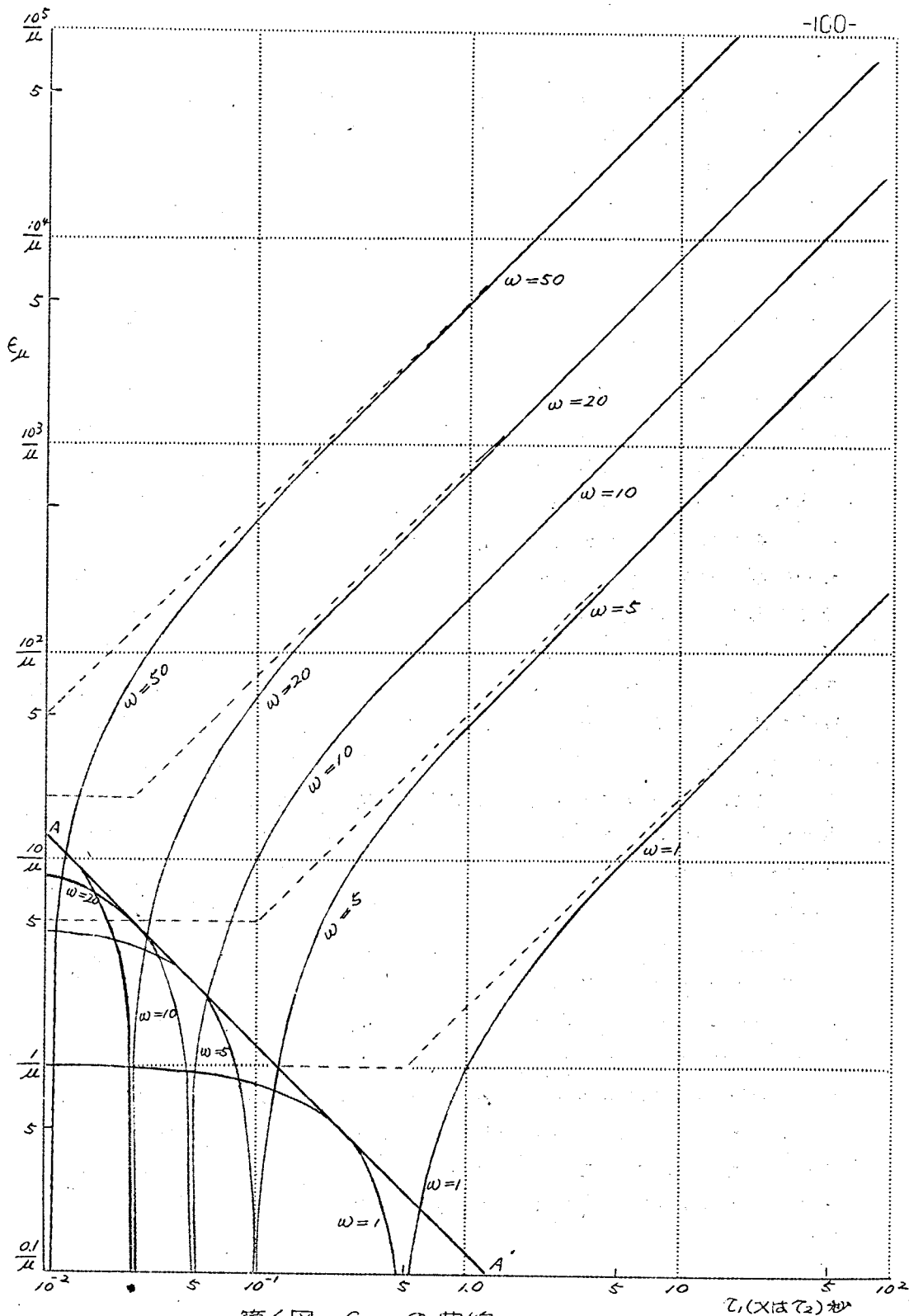


直結部利得  $\mu_0$  である直結増巾器に対しても適用出来る。従って (9) を元にした以下に求める第 6 図の關係は、直結部のみの演算増巾器に対しても充分役立つものである。

(9) の第 1 項は増巾器の利得が有限なること、第 2 項は周波数特性に基づく項でありその符号を相異にする。一般に組合せ増巾器の場合では  $\tau_1$  が比較的大であり ( $\tau_1 = 20 \sim 10$  秒) 殆ど第 2 項誤差で決り、直結部の場合には第 1 項、第 2 項の値は略同程度である。(9) を元にして計算された  $\epsilon_{\mu} - \tau_1$  (直結部に用いるときは  $\epsilon_{\mu} - \tau_2$ ) 曲線が第 6 図である。本図の使用例を挙げる。例えば  $\mu_0 = 10^7$   $\tau_1 = 20$  秒の増巾器を用いて  $\omega = 5$  rad/sec の演算を行った場合の誤差は  $\epsilon_{\mu} = 10^{-4}$  になる。同様にして直結部のみの演算増巾器で  $\mu_0 = \mu_2 = 10^4$ ,  $\tau_2 = 10^{-2}$  秒で  $\omega = 1$  rad/sec の演算を行った時の誤差は  $\epsilon_{\mu} = 10^{-4}$  になる。かくの如く増巾器を第 3 図 (a) の如く仮定した場合  $\mu_0$ ,  $\tau_1$  (組合せ増巾器) 又は  $\mu_0 = \mu_2$ ,  $\tau_2$  (直結増巾器) が与えられると  $\epsilon_{\mu}$  が自から決定するが、設計を行う場合はこの逆である。なお直結部の  $\tau_2$  を決定する場合には対象とする  $\omega$  の上限値附近で (9) の  $\epsilon_{\mu} = 0$  になる  $\tau_2 = 2/\omega = 2T$  の条件を満足する  $\tau_2$  の値を選ぶことが得策である。特に直結部のみよりなる中精度の低速度アナログ計算機の演算増巾器の設計に当っては充分考慮すべきことである。(9) の誤差の異符号の性質を加味して画かれた曲線が第 6 図に実線で示されている。従って考慮される最大の演算周波数の  $\omega$  に対する曲線と之以下の周波数の誤差曲線の包絡で出来る曲線  $AA'$  が誤差限界曲線になる。 $\omega = 20$  rad/sec の場合を持に太線で示した。

次に第 6 図の誤差曲線を第 3 図 (a) で示す周波数特性を持つ演算増巾器の設計に適用する。はじめに演算される最高周波数  $\omega_{max}$  の値、並びにこの時の  $\epsilon_{\mu}$  が与えられる。(註 3) 例えば  $\omega_{max} = 10$  rad/sec  $\epsilon_{\mu} = 5 \times 10^{-5}$  (30 秒に於ける増巾器誤差 0.15%) とする。この資料に基づいてまず

(註 2) 係数 2 のあるものまたはないものが後出するが、2 のある場合はサークルテストの正負変換器誤差を考慮した場合であり、1 の場合は積分器誤差のみを考えた式である。 $\omega \leq 10$  rad/sec では係数設定回路の誤差は小さくこれらを代表して正負変換器誤差を考えている。



第6図  $\epsilon\mu - \tau_1$  曲線  
( $\epsilon\mu - \tau_2$ )

直結部の $\mu_2$ 及び $\tau_2$ を決定する。これに際して前記の誤差低減法を利用すべきである。前例に対しては $\omega = 20 \text{ rad/秒}$ をも考慮し $\mu_2 = 10^5$ ,  $\tau_2 = 0.03 \text{ 秒}$ が適当と考える。チヨッパ部の利得は直結部のドリフト改善率を考慮して決定されればよい。 $\tau_1$ の値は $50 \text{ g/s}$ 変調を考えた場合搬送波抑制ドリフト誤差の点より $20 \text{ 秒}$ 程度が適当とされている。<sup>(4)(5)</sup>以上要するに $E_\mu$ は全く $\mu_0$ ,  $\tau_1$ (但し $\tau_0 = \tau_2$ のとき),  $\mu_2 \tau_2$ のみの値によって決まる。

以上の如く $\tau_0 \neq \tau_2$ の場合には $E_\mu$ は $\mu_2, \tau_2$ のみに依存するため精度の点よりは尾掛上直結部の利得を上げ周波数特性をのばすことが望ましい。これの実用回路として簡単且つ有効な方法として次の方法が考えられる。組合せ増巾器の場合に直結部の分圧抵抗に第7図の如く遅相コンデンサ $C_L$ を挿入し直結部の周波数特性を高周波域において利得を上げ、低周波域における利得不足をドリフト補償用のチヨッパ部で補う方法である。この実用回路が第7図であり、その利得配分を第8図に示す。かくの如くにして直結部利得 $90 \text{ db}$ を $100 \text{ db}$ に改善出来たことになる。本方法を用いる理由は $\omega = 0$ における利得を精度の点より $100 \text{ db}$ 以上必要としない点に根拠があるのであり、チヨッパ部の利得は全く直結部のみで避け得られないドリフト及び雑音電圧の改善に必要な値を有すればよい。

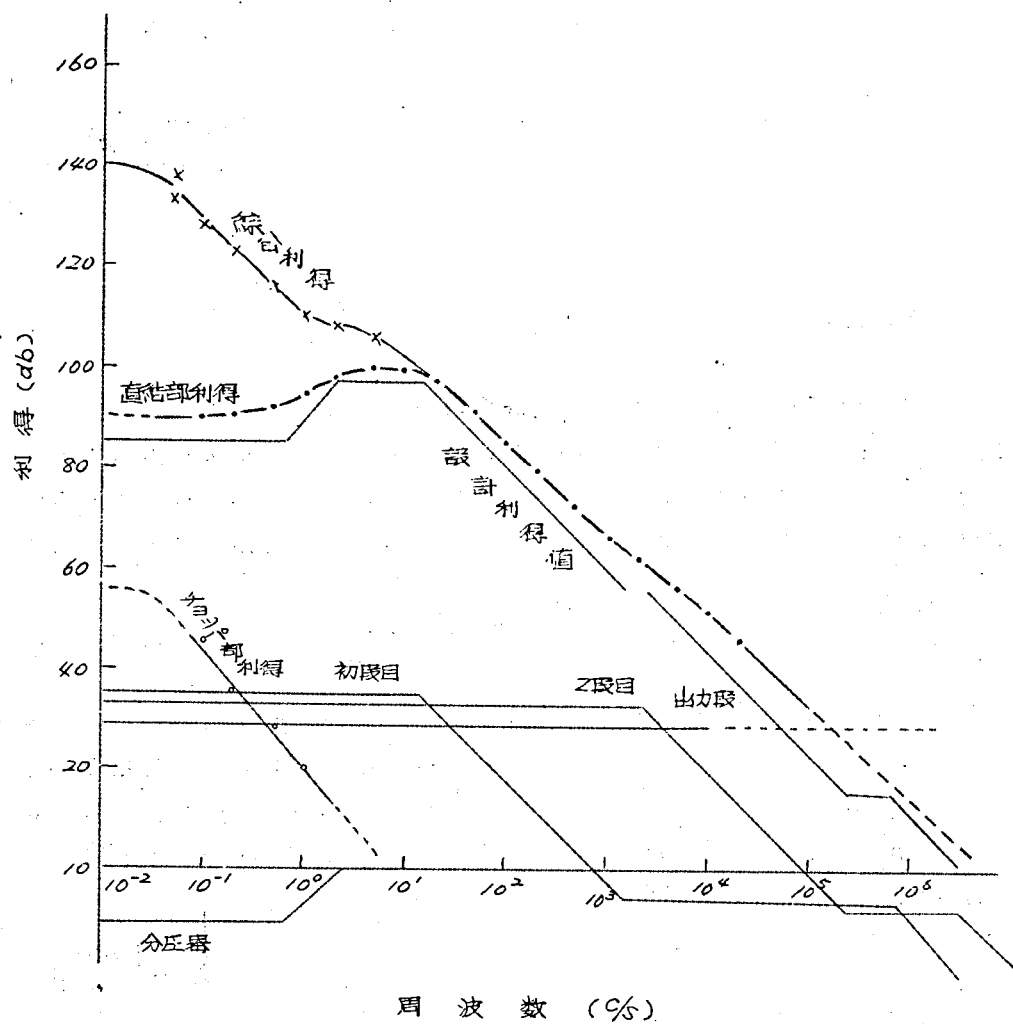
### (3.2) 演算増巾器の特性が夫々異なる場合の影響

2ヶの積分器及び係数器に用いる増巾器の特性がそれぞれ相異なる場合にこれらの値が $E_\mu$ に与える影響について考察する。それぞれの増巾器特性を $\mu_{i1}, \mu_{i2}, \mu_K$ とすると(2)を求めた場合と同様の手順により

$$E_\mu \simeq -\frac{\mu_{i1} + \mu_{i2}}{2\mu_{i1} \mu_{i2}} \left( p + \frac{1}{T} \right) - \frac{1+K}{2\mu_K} p \quad \text{..... (10)}$$

(註3) これの決定に際しては当然高周波を考えるべきであるが、これに対してはその含有率に逆比して許容誤差を大きく選んでよいと考える。従って着者は $\omega_{max}$ としては基本周波数のみを考慮している。しかし含有高調波を基本波に対する比として扱わず、そのもの、絶対値で考える場合には所要高調波迄を基本波と考えて誤差を論すべきである。





第8図 試作演算増巾器周波数特性

増巾器の特性をそれぞれ

$$\mu_{i1}(p) = \frac{\mu_{i1}}{1+p\tau_{i1}} \cdot \mu_{i2}(p) = \frac{\mu_{i2}}{1+p\tau_{i2}} \cdot \mu_K(p) = \frac{\mu_K}{1+p\tau_K} \dots\dots(11)$$

とすると、この特性を考慮した場合の  $\epsilon_\mu$  の値は (10) (11) より第1近似として

$$\epsilon_\mu = - \left[ \frac{\mu_{i1} + \mu_{i2}}{2\mu_{i1}\mu_{i2}} + p \frac{(\mu_{i1}\tau_{i2} + \mu_{i2}\tau_{i1})}{2\mu_{i1}\mu_{i2}} \right] \left( p + \frac{1}{T} \right) - \frac{(1+p\tau_K)(1+K)}{2\mu_K} p \dots\dots(12)$$

$p = j\omega$  を代入すると実数部は

$$\epsilon_{\mu real} = - \left[ \frac{1}{2} \frac{1}{\mu_{i1}} + \frac{1}{2} \frac{1}{\mu_{i2}} \right] + \omega^2 \left[ \frac{1+K}{2\mu_K} \tau_K + \frac{\tau_{i1}}{2\mu_{i1}} + \frac{\tau_{i2}}{2\mu_{i2}} \right] \dots\dots(13)$$

(13) の第1項は増巾度、第2項は周波数特性による項である。(5)と比較すると明らかなようにそれぞれの増巾器による誤差の累積が総合誤差を与えるのであって特性が相等しい条件で誤差が最小になる。従って極度に特性の悪い増巾器を演算増巾器として含む場合には総合誤差はそれで決る。

### (3.3) 増巾器の周波数特性の形状に依る影響

以上の考察では直結増巾器の特性はカットオフ周波数をコーナとして周波数特性は  $20\text{dB/decade}$  で減衰すると仮定したのであるが、実際には必ずしもこの仮定にのらない場合がある。従って増巾器の周波数を2つの位相遅れ回路を有するものと考え  $40\text{dB/decade}$  迄の特性を持つものについて考察した。いま周波数特性を次式のように仮定する。

$$\mu = \mu_0 / (1+p\tau_1)(1+p\tau_2) \quad \tau_1 > \tau_2$$

故に (5) に対応して次式が得られる。

$$\epsilon_\mu \simeq - \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{\mu_0 T} \left( 1 + \frac{K+3}{2} TP \right) \dots\dots(14)$$

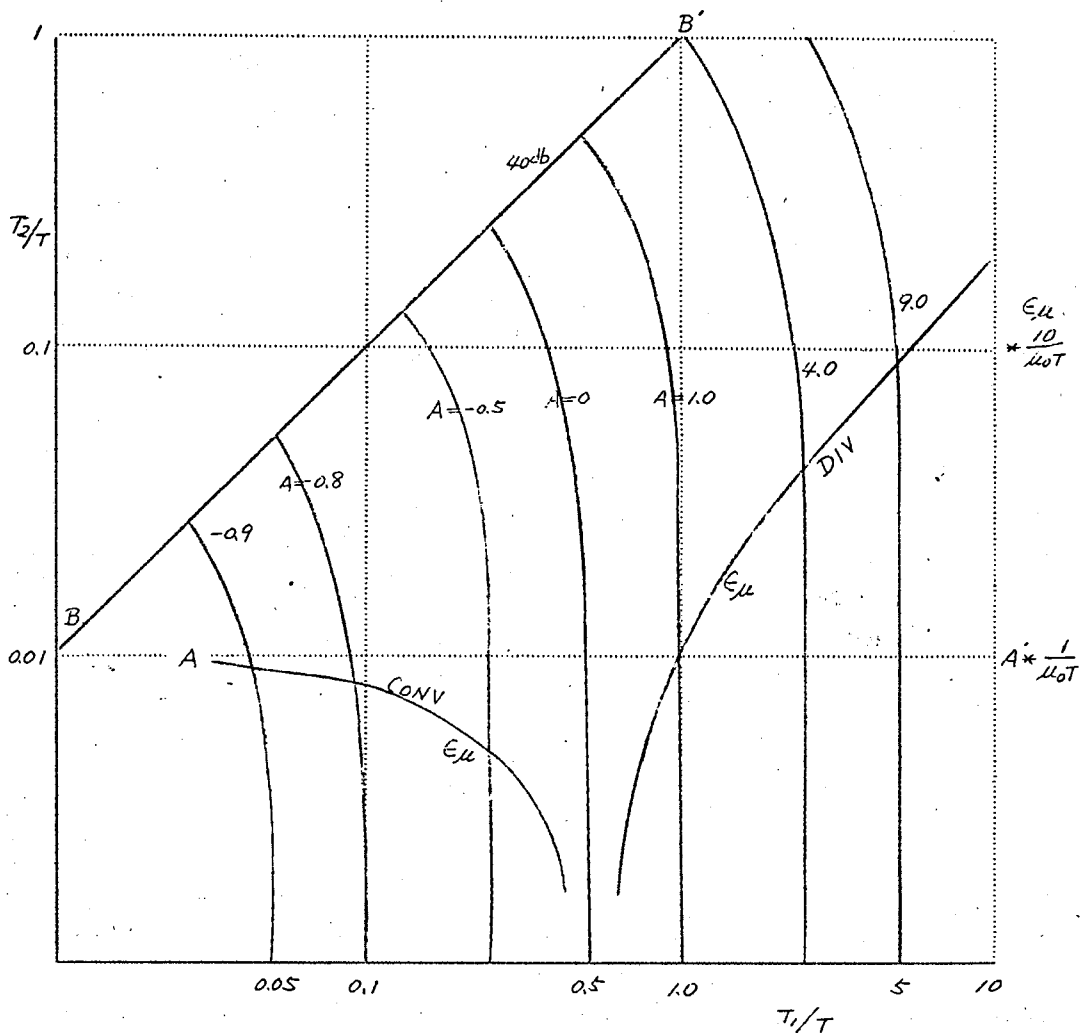
サークルテストの条件  $p^2 = -\omega^2$  を代入すると (14) より

$$\epsilon_{\mu real} \simeq - \frac{1}{\mu_0 T} \left[ 1 - \omega^2 T^2 \frac{\tau_1}{T} \frac{\tau_2}{T} - \omega^2 T^2 \frac{K+3}{2} \left( \frac{\tau_1}{T} + \frac{\tau_2}{T} \right) \right] \dots\dots(15)$$

$\omega T = 1, K = 1$  とすると

$$\epsilon_{\mu real} \approx -\frac{1}{\mu_0 T} \left[ 1 - \frac{T_1}{T} \frac{T_2}{T} - 2 \left( \frac{T_1}{T} + \frac{T_2}{T} \right) \right] \equiv \frac{A}{\mu_0 T} \quad (16)$$

第9図は (16) における  $T_1/T, T_2/T$  を横軸及び縦軸とし  $A$  をパラメータとして求めた曲線である。例えば  $AA'$  線上の  $\epsilon_{\mu} - T_1/T$  の関係は  $\epsilon_{\mu}$

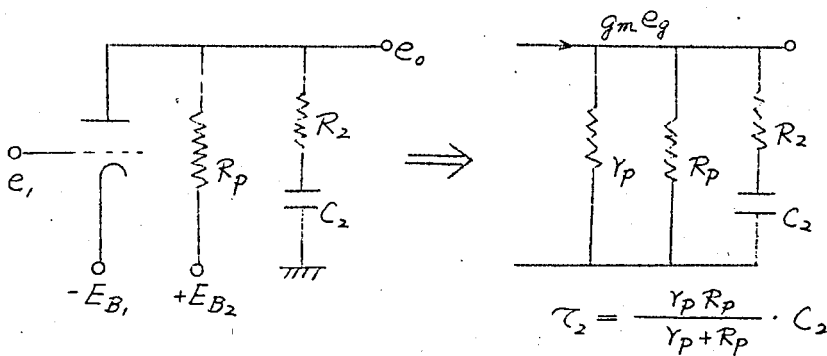


第9図 増幅器周波数特性形状の影響

曲線で図示され  $A=0$  の点で  $E_{\mu}=0$  の条件が成立する。 $\overline{BB'}$  は  $\tau_1=\tau_2$  の条件、すなわち増巾器の周波数特性として  $-40\text{ dB/decade}$  を表わす直線であり、この場合の  $E_{\mu}-\tau_1/\tau_2$  の関係は  $\overline{BB'}$  と  $A$  のパラメータとして求めた曲線の交点から求められる。 $-20\text{ dB/decade}$  の場合は  $\overline{BB'}$  に平行に下につらせた直線で与えられる。この結果からわかることは周波数特性が  $-40\text{ dB/decade}$  の場合と  $-20\text{ dB/decade}$  の場合では  $E_{\mu}$  が約倍になる程度であって大巾な影響を与えないということである。むしろ  $\tau_1/\tau_2$  の比率は稀薄増巾器の与うべき安定度から決定すべきである。(註4)

### (3.4) 予熱時間の影響

第10図の如く直結部の旁ノの  $3\text{ dB}$  降下点を与える  $\tau_2$  が増巾管内部抵抗  $r_i$  にノ部依存している時に真空管の予熱時間が演算誤差に影響を与える場合が生ずる。すなわち  $\omega$  が比較的大であり  $E_{\mu}$  の成分が大きい場合には真空管ヒータ点火後の  $r_i$  の時間的变化が  $\tau_2$  に影響を与え(20)の関係により  $E_{\mu}$  を変化させることが充分に考えられるのである。



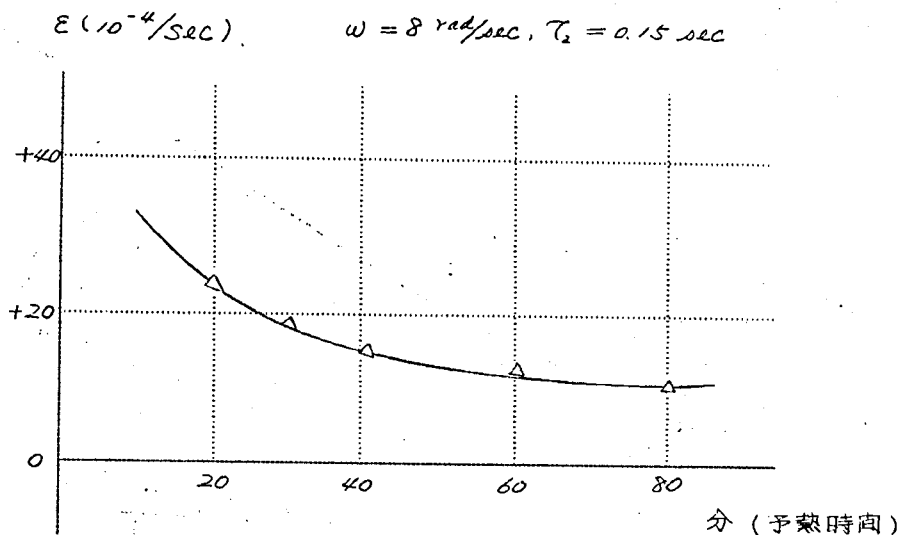
$R_2, C_2$ : 位相補償回路

第10図 増巾器周波数特性を与える回路

(註4) 増巾器の周波数特性は種々の帰還インピーダンスに対して常に安定であるためには  $-20\text{ dB/decade}$  以上にしない方が好ましい。単能の演算器、または積分器、加算等により異つた増巾器を設計する場合には  $-30\text{ dB/decade}$  も考え得る。また入力段に  $RC$  の直列補償回路を入れる場合には増巾器周波数特性は帰還インピーダンスと関連して考えるべきである。



第11図は著者の経験したこれに関する1例を示すものであって点火後20分と80分の値では約2倍の誤差の開きを生じている。予熱時間が大になるにつれ $\gamma_2$ すなわち $\tau_2$ が少となり $E_{\mu}$ が小さくなっているものと考えられ。この点からもチヨッパ自動補償回路を有しているといっても高精度演算をする時には予熱時間をある程度以上とる必要があることを示して

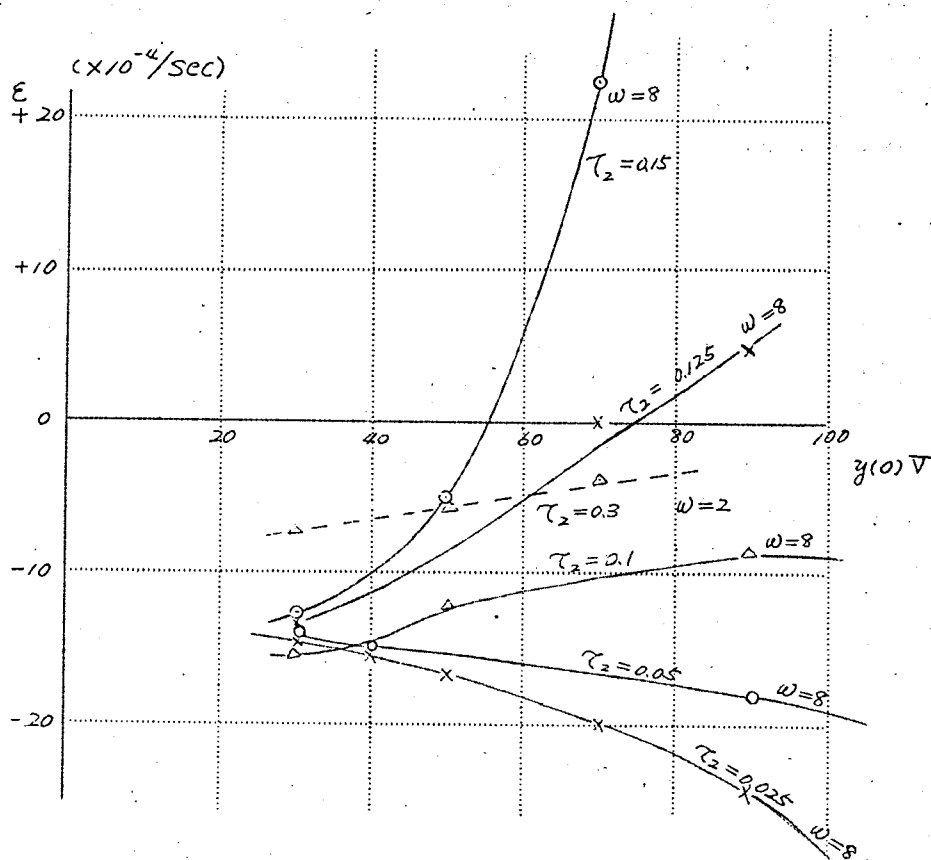


第11図 予熱時間の影響

いる。なお、これについては真空管の電流レベルを上げ予め $\gamma_2$ の影響率をへらしておくことも大事な設計法である。このことは $\tau_2$ を予め正しく与え得る点からも望ましい。

### (3.5) 信号レベルによる影響

演算器の公称最大信号電圧以下で使用されるときには、信号レベルの如何に拘らず解は一定でなければならない。この要求は対象とする演算周波数に対してすべて成立すべきであるが、実際には $\omega$ が大になると誤差の状況が変り易い。この一例を示すものが第12図である。増巾器の周波数特性 $\tau_2$ を与える $C_2$ (第10図参照)を特に大きく選ぶとこの影響が顕著である。 $\tau_2$ を $\omega$ に比して比較的小さく選ばれた場合には第13図に示す如く殆んどこの影響は表われていない。第14図は $C_2$ を横軸に $E$ を縦軸に

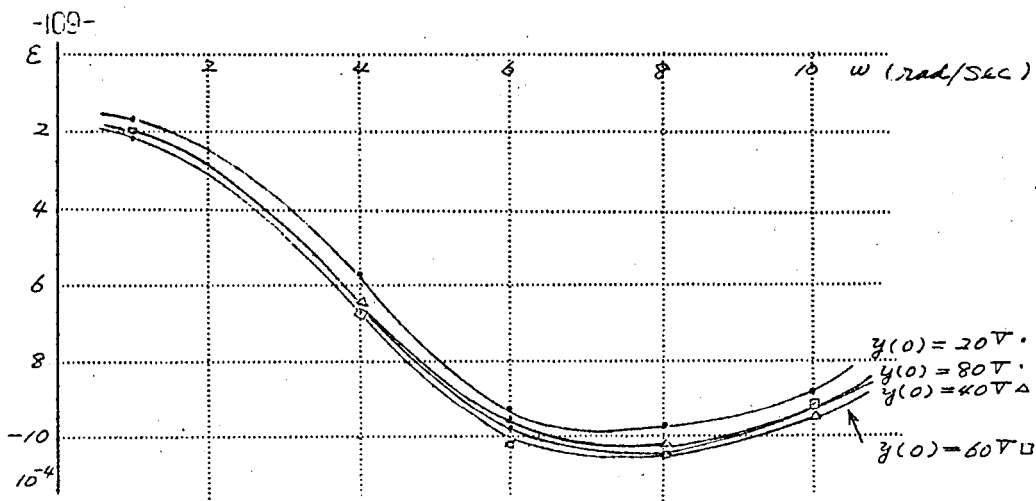


第12図 信号レベルの影響

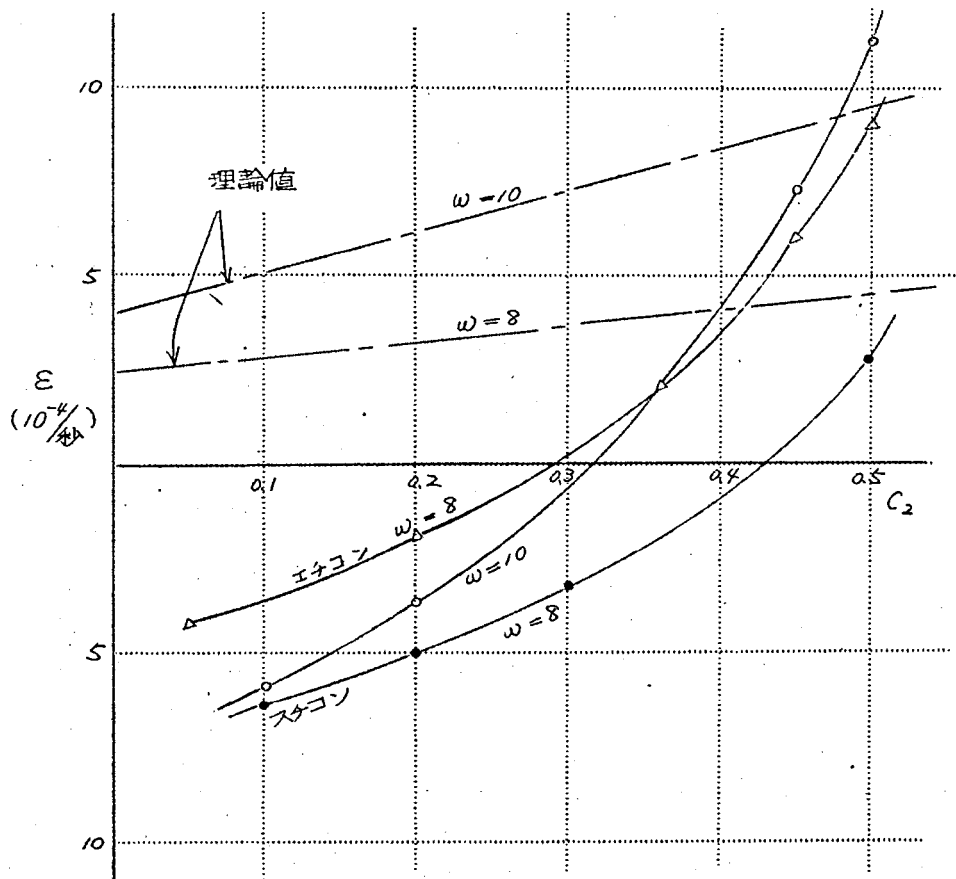
(横軸：信号レベル)

とった値であり理論値は図示の如く  $\epsilon_2 = KC_2$  に比例する筈であるが、実測値は  $C_2$  すなわち  $\epsilon_2$  が大になるにつれ理論値以上に誤差が増大している。換言するならば  $\omega$  が  $\epsilon_2$  に比し大になった場合 (9) で示した以上の  $\epsilon_{\mu}$  を生ずることであつて、高い  $\omega$  までは対象にする増巾器に対しては充分考慮されるべき現象である。

この理由としては  $\omega$  の高いところで増巾器の信号レベルが大となり非線型にかかるためと思われる。すなわち  $\omega$  が  $\frac{1}{\tau_2}$  以上になると直結部増巾器の第一コーナを与える増巾段の利得が  $\omega$  に比例して低下しており、一方増巾器は帰還増巾器として同一出力を出すべく動作するためにその増巾段の



第13図  $\varepsilon - \omega$  (実測一例)



第14図  $\varepsilon - C$  曲線 (実測値  $\circ \bullet \Delta$ )

入力信号は $\omega$ の低い値に比し大になる。このようにして増巾器の非直線部分にかかるとその真空管の内部抵抗が増大し、<sup>(註5)</sup>  $z_2$  が大となり(9)の $\epsilon_\mu$ が信号レベルによって変動する。従つて解が信号レベルによって異なることになる。このことは $\omega$ の高い値で発散を伴う演算を行った場合、信号レベルがある値(例えば50V)以上に達すると急に不連続的に発散することからもうかがえる。

以上のことから $\omega$ の大きい所まで演算の対象とする増巾器としては、この点を注意し直結部の周波数特性の第1コーナを与える位相補償回路を出来るだけ信号レベルの低い前段に設け信号電圧が真空管の非直線部分にかかることを極力避けるべきである。然しこの時は後段回路のミラー効果を充分考へて設計しないと不可なのは当然である。

#### 〔Ⅳ〕 積分抵抗に起因する誤差( $\epsilon_{zi}$ )について

(1) より

$$\epsilon_{zi} = C_s R p^2 - \frac{L}{R} p^2$$

第1項は積分抵抗に並列に入る等価容量に基づく誤差であり、第2項は巻線抵抗を用いた場合のインダクタンスによる誤差である。(第2図参照)。これらの値は $\epsilon_\mu$ と異なりなんら帰還による改善がないため、この値が比較的大きくなる可能性が強い。 $p^2 = -\omega^2$ なるサークルテストの条件を代入すると

$$\epsilon_{zi} = [-C_s R + (L/R)] \omega^2 \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\omega = 1/CR \text{ を代入すると } \epsilon_{zi} = -\frac{C_s}{C} \omega + \frac{L}{R} \omega^2 \quad \dots\dots\dots (18)$$

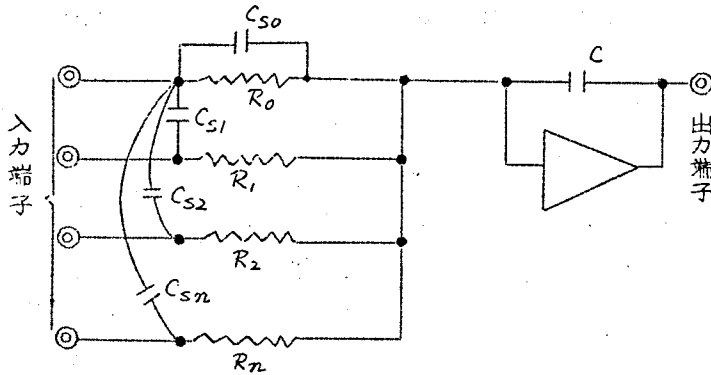
巻線抵抗自体の持つ $C_s$ 、 $L$ の値は小さく例えば500 K $\Omega$ の場合数pF、数mHの値であり、 $\omega = 10 \text{ rad/sec}$ 、 $R = 0.1 \text{ M}\Omega$ 、 $L = 10 \text{ mH}$ 、 $t = 30 \text{ 秒}$ の条件を第2項に代入すると $\epsilon = 3 \times 10^{-4}$  (0.03%/30秒)

(註5) 内部抵抗変化によるものと、高調波歪によるものとの2つの原因が考えられる。どちらが大きいかは定量的な検討を必要とするが、ここでは前者が大きいと仮定して考察する。

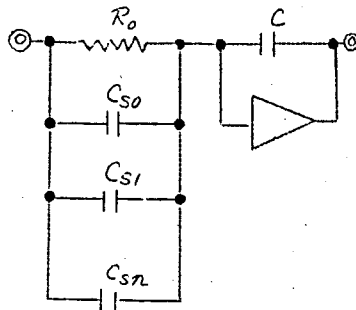
となりインダクタンスによるものは誤差の対象にはならない。ところが $C_s$ については巻線抵抗自体によるものよりも配線上生ずる浮遊容量の方がより大になる場合が多くこの誤差については注意を要する。例えば第15図の如き $n+1$ ケの入力端子を持つ加算積分器について0端子のみを使用し他端子をなんら接続しない場合について考える。この場合図示の如く積分抵抗 自体の浮遊容量を $C_{s0}$ とし入力端子1と他の端子1〜 $n$ への静電容量を $C_{s1}, C_{s2}, \dots, C_{sn}$  とすると等価入力カインピーダンス $Z_i$ は

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_0 + C_{s0} \rho} + \frac{1}{\frac{1}{C_{s1} \rho} + R_1} + \dots + \frac{1}{\frac{1}{C_{sn} \rho} + R_n}$$

$$\approx \frac{1 + (C_{s0} + C_{s1} + \dots + C_{sn}) R \rho}{R} \quad \text{但し } 1 \gg |C_{s1} R_1 \rho|, |C_{s2} R_2 \rho|, \dots, |C_{sn} R_n \rho|$$



(a) 加算積分器の浮遊容量



(b) (a)図の等価回路

第15図 加算積分器の等価浮遊容量の説明図

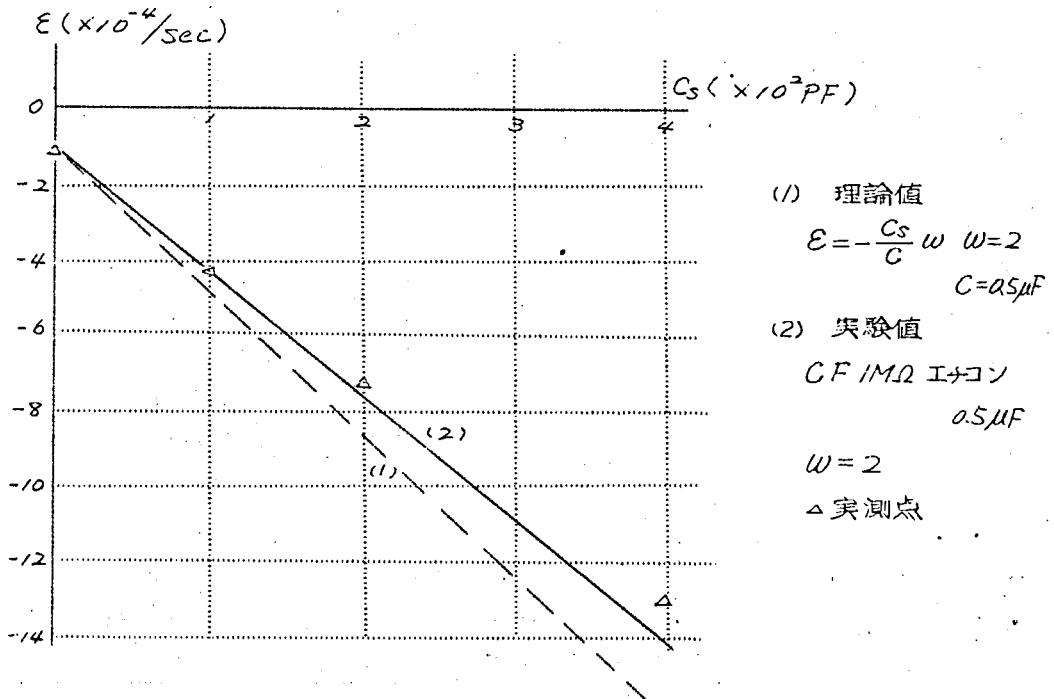
すなわち同図(6)の如くこれらすべての静電容量は積分抵抗に並列に入る容量に換算されるのである。従つて特にこの点を考慮しないで配線すると200~300 pF程度の $C_s$ を生ずることは充分に考えられることである。

一方誤差の方から許容しうる $C_s$ の値を計算すると $\omega=10$  rad/sec

$C=1 \mu F$ ,  $t=30$  秒,  $\epsilon=0.1\%$  とすると(18)より $C_s < 3.3$  pF

となり可成り実現困難な値になる。従つて $C_s$ についてはその値を極力小さくすべく予め配置を考慮する必要がある。特に低速度アナログ計算機の如く増巾器とインピーダンスとを離して配置する場合には演算インピーダンスは出来るだけパッチボード裏面に直接配線し演算インピーダンス向をシールド層にこれと増巾器入力端子との向をシールド線を用いて配線するように設計することが望ましい。

第16図は(18)の関係をたしかめるために行つた実験結果を示すものであり、積分抵抗に並列に容量100 pF, 200 pF, 300 pFを附加した場



第16図 浮遊容量 $C_s$ の影響

合の測定値と理論値とはかなり一致している。なお (18) より明らかなようにこの誤差を考慮する場合には  $C$  の値は出来るだけ大きい方が望ましく、高精度アナログ計算機用としては  $1\mu F$  以上を用うるのが適当といえる。<sup>(註6)</sup>

以上要するに  $E_{Z_i} \simeq -\frac{C_s}{C} \omega$  ( $\omega = 1/CR$ ) (19)  
と置き得、然もその値が極めて大きくなる可能性があるということである。

(35)(36)

## (V) 積分コンデンサによる誤差( $E_c$ )について

$$(1)より E_c = -\frac{\rho^\alpha}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \cdot \frac{C_1}{C} - \frac{1}{CR_e}$$

第1項は積分コンデンサの吸収現象、第2項は端子間の等価漏洩抵抗に基因する誤差項である。サークルテストの条件  $p^2 = -\omega^2$  を代入すると  $E_c$  についての実数部及び虚数部は次の如くなる。

$$\left. \begin{aligned} E_{c \text{ real}} &= -\frac{\omega^\alpha}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \cdot \frac{C_1}{C} \cos \alpha \frac{\pi}{2} - \frac{1}{CR_e} = -K(\alpha) \omega^\alpha - \frac{1}{CR_e} \\ E_{c \text{ imag}} &= -\frac{\omega^\alpha}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \cdot \frac{C_1}{C} \sin \alpha \frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} (20)$$

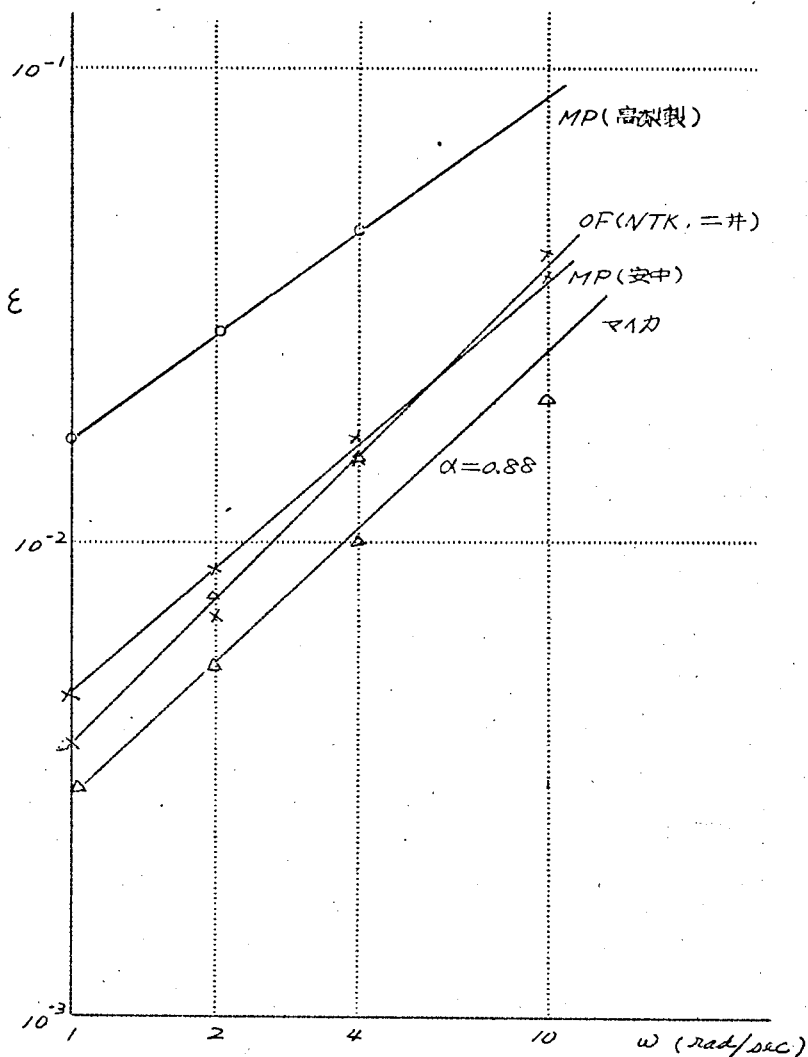
$E_{c \text{ real}}$  のみについて考察する。

はじめに漏洩に基ずく項について考える。この項は  $\omega$  に無関係に一定値を示し誤差条件が与えられると逆に許容漏洩抵抗値が決る。例えば30秒後にこれによる誤差を0.05%とすることは  $C = 1\mu F$  とすると  $R_e \geq 1.7 \times 10^5 M\Omega$  の条件が与えられる。積分コンデンサの端子については特にこの点に留意して設計されているものが多くこの要求を満足することは可成り容易であるが、演算器の制御回路から入る等価並列漏洩抵抗について設計上注意を要する。この点からも高精度を目標とする計算機室の空気調節は必須の条件である。

次にのべる吸収誤差は積分器部分から発生する誤差のうち、最も大きい値を示すものである。Cole-Coleの実験式をもとにした吸収誤差の理論式<sup>(20)</sup> はコンデンサにより  $K(\alpha)$  が与えられ、同波数に対して誤差が  $\omega^\alpha$

(註6) 積分時定数を1秒とした場合  $C = 0.5\mu F$   $R = 2M\Omega$  という組合せは特に高精度を要求しない(1%程度)場合には充分実用出来る数値である。

に比例することを示している。第17図は高精度アナコンを用い積分コンデンサのみ種々に変更して求めた誤差特性である。横軸に $\omega$ 、縦軸に毎秒当りの誤差 $\varepsilon$ をそれぞれ両対数目盛で示している。測定結果がほぼ直線上



第17図  $\varepsilon - \omega$  曲線  
(MP, OF, マイカコンデンサ使用)



にのることは吸収誤差が $\omega^\alpha$  に比例することを意味しており、Cole-Coleの実験式をもとにした積分コンデンサの吸収誤差についての式が極めて適切であることを意味している。参考のために従来のDebyeの理論による等価回路から導かれた吸収誤差についての理論式を示すと $\omega$ に無関係に吸収誤差は一定であるという結果を与えている(追補参照)。第17図の直線の勾配から $\alpha$ 、 $\omega = 1 \text{ rad/sec}$  の値から $K(\alpha)$ が与えられる。 $K(\alpha)$ はコンデンサについて特定の値を有し(材料によって決る)、しかも吸収の大きさの目安を与える。従つて著者はこの値を吸収定数と稱した。<sup>(註7)</sup> 第17図の結果から得られた吸収定数を示すと第1表になる。吸収定数は次式になる。

$$K(\alpha) = \frac{1}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \frac{C_1}{C} \cos \frac{\pi}{2} \alpha \quad (\text{註7}) \quad (21)$$

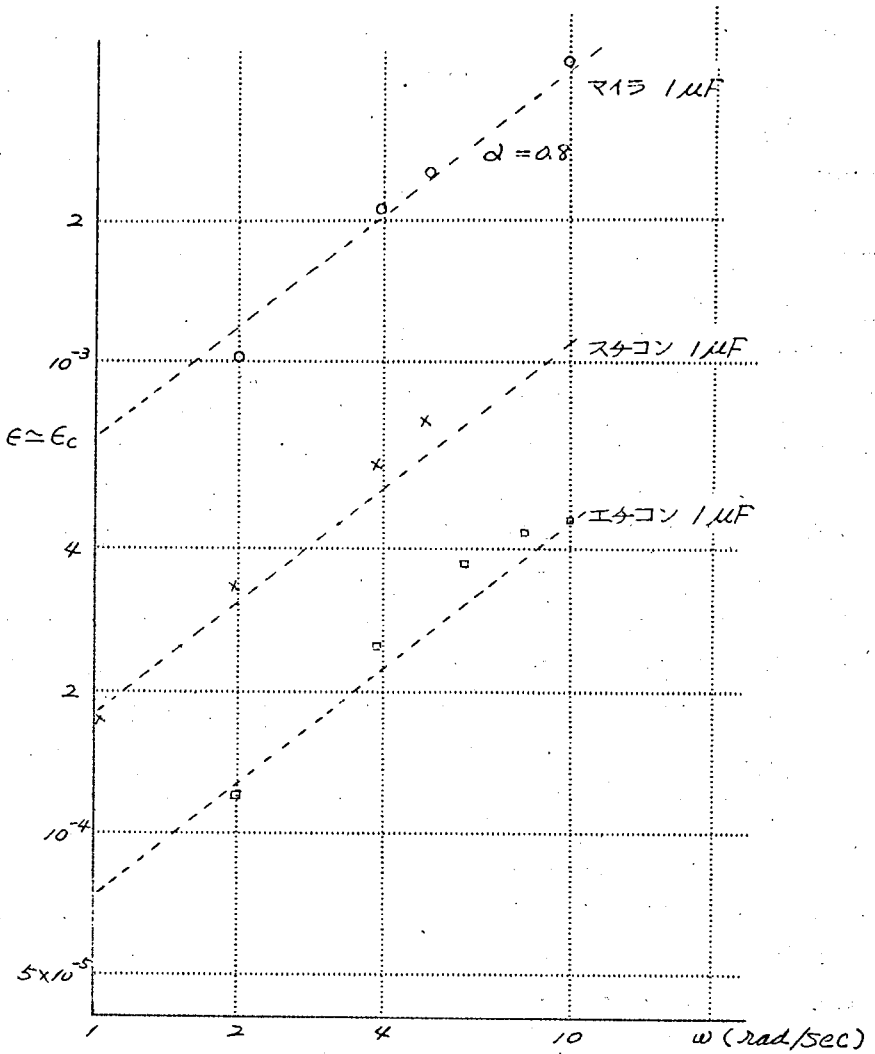
第1表 各種コンデンサの吸収現象の実測結果

	マイカコンデンサ	MPコンデンサ	OFコンデンサ
$K(\alpha)$	$(3 \sim 5) \times 10^{-3}$	$(3 \sim 5) \times 10^{-3}$	$4 \times 10^{-3}$
$\alpha$	0.88	0.6 ~ 0.7	$\alpha \approx 1$

これらの値はいずれも $K(\alpha)$ が $10^{-3}$ の程度であり、高精度アナコン用積分コンデンサとしては使用出来ない。第18図は更に他の誤差の入ることを極力さけてエタコン、スタコン、マイラコンデンサーにつき測定した $\log \epsilon - \log \omega$ 曲線である。すなわちこの実験条件では( $\mu_2 = 10^5$ ,  $\tau_2 = 0.025$ 秒)、 $\omega = 10 \text{ rad/sec}$ で $\epsilon \mu \approx 10^{-4}$ のように他の誤差は比較的吸収誤差に比べて小さく、実測値がほぼ吸収誤差で占められていると考えうる。この仮定により前例と同様に実験結果とCole-Coleの実験式から $\alpha$ 、 $K(\alpha)$ を推定すると第2表のようになる。第18図の破線は

(註7) 積分器単体の場合には吸収誤差は $\frac{1}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \frac{C_1}{C}$ に、同波数誤差(総合誤差)は $\frac{1}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \frac{C_1}{C} \sin \frac{\pi}{2} \alpha$ に比例し $\frac{1}{\tau_\epsilon^{1-\alpha}} \frac{C_1}{C}$ を吸収定数にする

方がより適切と考えられたが振巾誤差を対稱とする場合が多いので(21)のように決定した。



第18図  $\epsilon - \omega$  曲線 ( $C_2 = 0.05 \mu F$ )

$\alpha = 0.8$  を与える直線であり、 $\alpha$  はいずれの場合も  $0.8$  程度とするのが適当であろう。(註8)

(註8) 第1章で  $\alpha = 0.6$  としているが、 $\alpha = 0.8$  とした方が実験値と計算値がよく一致する。スタコンの  $K(\alpha)$  は第1章で掲げた結果と第2表とでは約倍近い差を生じているが、実験回数、測定精度から推して、第2表の値をとる方が適当であろう。

第2表 各種コンデンサ材料の吸収定数の測定<sup>(38)</sup>

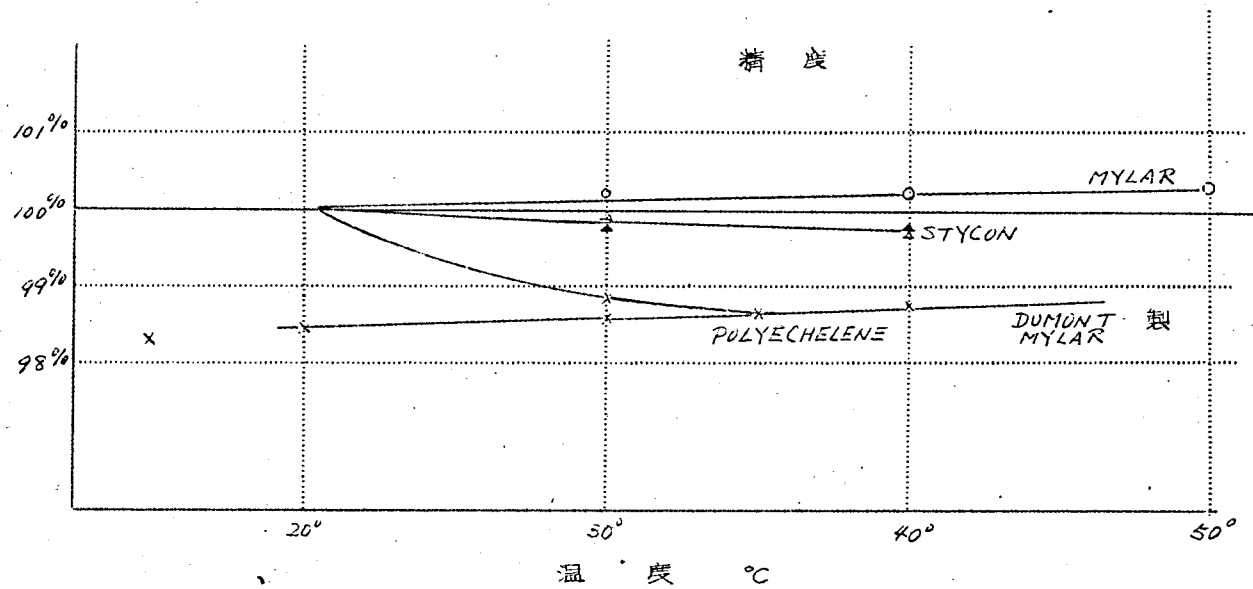
	マイラ	テフロン	ポリスチレン (スチコン)	低密度 ポリエチレン (エチコン)	高密度ポリエチレン		
					ハイゼックス (Hizex)	スーパーダイロン (Super Dylan)	マニックス 50 (Marlex 50) (Fortyflex)
製造法				I. C. I.	ザグラー (Ziegler)	ザグラー (Ziegler)	フィリップス (philips)
$K(\alpha)$	$70 \times 10^{-5}$	$6 \times 10^{-5}$	$18 \times 10^{-5}$	$5 \times 10^{-5}$	$11 \times 10^{-5}$	$90 \times 10^{-5}$	$(6 \sim 7) \times 10^{-5}$
温度係数	$+1 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-1 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-1.5 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-6 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-1 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$-0.5 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$
灰分					0.1%	0.45~ 0.55%	0.04%
結晶度				64%	80~90%	84~87%	93%

このように  $K(\alpha)$  の小さいことが望ましく従ってエチコンが最もすぐれていることが明らかであり、少なくともサークルテストに於いて  $W=1 \text{ } \mu\text{a}/\text{秒}$   $t=30 \text{ 秒}$  で 0.3% 以内を確保するにはエチコンを用いざるを得ない。マイラ<sup>(註9)</sup> は高精度アナログ計算機用としては適していない。

以上は演算インピーダンスが正確であるとした場合の考察であるが  $RC$  が変化した時は変化分はそのまま演算誤差に 影響するためこの点からも積分抵抗、コンデンサの許容誤差が決定されるべきである。巻線抵抗はその温度係数が  $-(1.5 \sim 3) \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$  でありポリスチレン、ポリエチレンコンデンサの温度係数の符号と反対であり相殺する可能性があるので好都合である。積分コンデンサについてはこの点に問題がある。第19図は各種コンデンサの温度係数の実測値である。エチコンは  $-6 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$  スチコンは  $-1.5 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$  である。故にエチコンを用いる場合にはこれを恒温槽に入れ精度を確保することが必要である。

最近ポリエチレンは製造工程の点で検討され、従来の低密度のものに対して側鎖の数が少く、構造上安定と考えられる高密度のものが製作されつつある。著者は高密度ポリエチレンを材料とした高密度エチコンが低密度エチコンに比して温度係数が小さいであろうと予想し、各種高密度エチコンを試作してこれについて温度係数、吸収定数、灰分について測定した。測

(註9) I. D. A の積分コンデンサはマイラである。

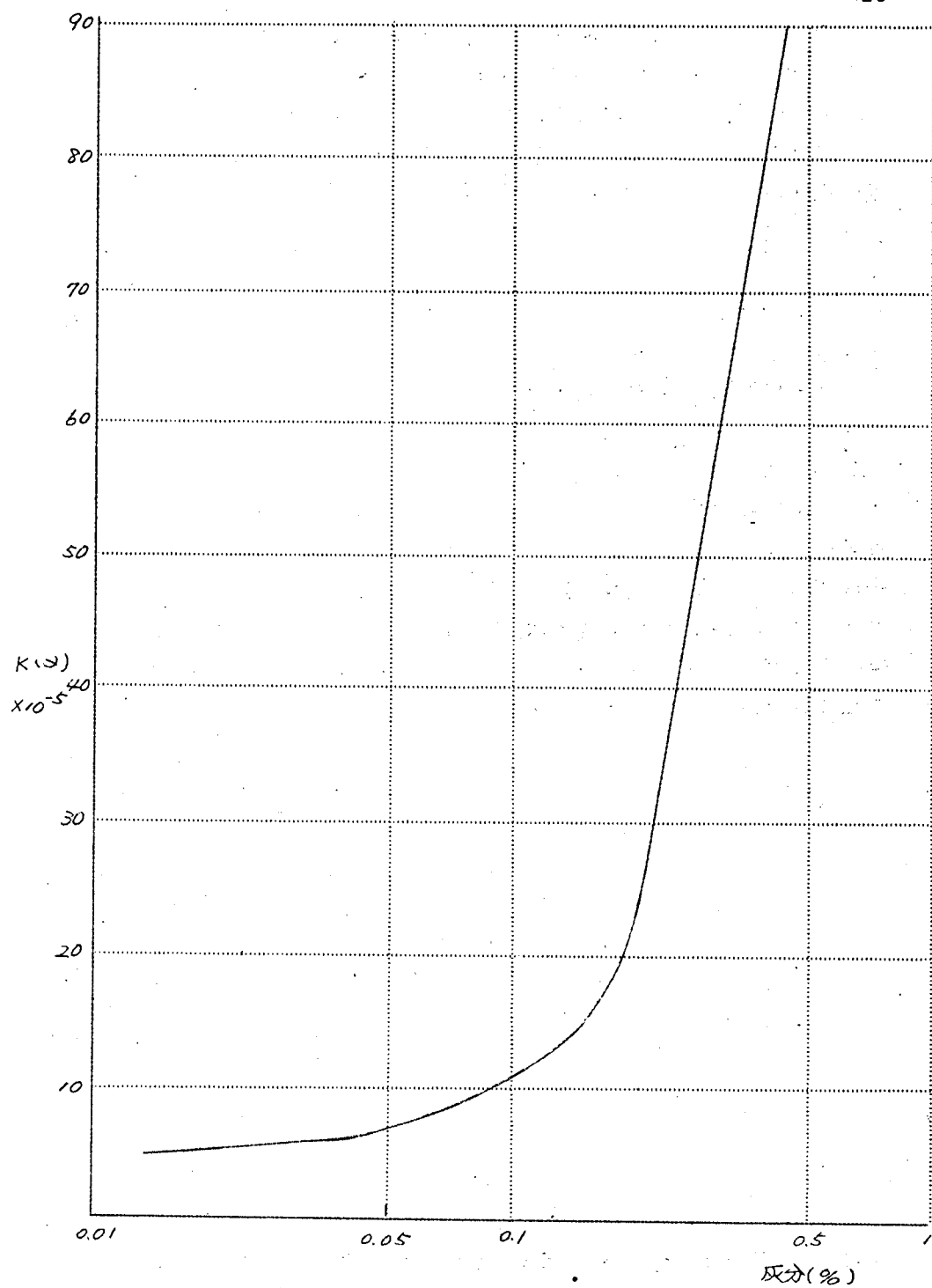


第19図 容量—温度特性(実測結果)

定結果を第2表に示す。灰分とはポリエチレンを燃焼した場合の残滓分であり、製造時に使用した金属の不純物  $Ti, Al$  が主成分である。測定結果より温度係数は結晶度が大になるに伴って改善され、高密度エチコン（マーレックス）はステコンを上回る結果を示している。吸収定数  $K(\alpha)$  は一般に高密度エチコンは低密度エチコンより悪い。スーパーダイランはマイラ以上に悪い結果を示している。ところが表より明らかなように  $K(\alpha)$  と灰分とは関連を有し、灰分の小さいものほど  $K(\alpha)$  の値も小さい。このことは灰分が酸化物であり、この部分で損失を生ずるという理論的推察と一致する。 $K(\alpha)$  と灰分との関係を図示したものが第20図である。灰分0.2%程度を境として急激に  $K(\alpha)$  が増大している。材料品名より見ると、マーレックスが吸収特性、温度係数の2点ですぐれたコンデンサ材料といえるが、製造法からは現状としてはフィリップス法によるものといえる。チグラー法は高密度化するための触媒が  $Ti, Al$  の有機物でありこれの除去が困難であるのに対し、フィリップス法は  $Al, Ti$  の酸化物を使用し、その除去が前者に比して容易で灰分を小さくしやすいためである。最近ではチグラー法で灰分を少なくする方法が考案されており<sup>(註10)</sup> 本質的には灰分の少ないことが  $K(\alpha)$  を小さくするための必要条件である。著者はマーレックスをコンデンサ材料として美用化した。<sup>(39)(40)</sup>

---

(註10) 灰分が多いことは老化現象に関係があり、その方面からこの要求が出ている。



第20図 高密度ポリエチレンの $K(\alpha)$ と灰分との関係

## (Ⅵ) 誤差についての総合的考察<sup>(4)</sup>

$\epsilon-\omega$  についての検討結果を総合すると次の如くになる。すなわち演算誤差を決定する諸因子は (1) 演算増巾器による誤差  $\epsilon_{\mu}$  (2) 積分抵抗の等価並列容量による誤差  $\epsilon_{Zi}$  (3) 積分コンデンサの吸収現象に起因する誤差  $\epsilon_{C1}$  (4) 積分コンデンサの等価並列抵抗による誤差  $\epsilon_{C2}$  であり、これらの  $\omega$  との関係は上記の解析結果をまとめると次の如くになる。

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{\mu} &\approx \omega^2 \tau_1 / \mu_0 \quad (\text{チヨッパドリフト補償型}) \\
 &\approx (\omega^2 \tau_2 / \mu_2) - (\omega / \mu_2) \quad (\text{直結型のみ}) \\
 \epsilon_{Zi} &= -\frac{C_s}{C} \omega \\
 \epsilon_{C1} &= -K(\alpha) \omega^\alpha \\
 \epsilon_{C2} &= -\frac{1}{CR_e}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} \epsilon_{\mu} \\ \epsilon_{Zi} \\ \epsilon_{C1} \\ \epsilon_{C2} \end{aligned}} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

実際にはこれらが重畳し理論的には第21図に示す  $\epsilon-\omega$  曲線を与える。これに対して積分コンデンサとしてスチコン、エチコン、マイラを用いて与える補償コンデンサ  $C_2$  の値を変えて求めた  $\epsilon-\omega$  の実測曲線が第22～24図であり傾向は全く第21図に一致している。かくの如く  $\epsilon$  は  $\omega$  の値に対しそれぞれ異なる値を持ち、 $\omega$  を与えないで  $\epsilon$  を云々することは出来ない。いま総合精度を演算周波数の全域にわたりある値以内に確保するために、第21図に示す如く  $\epsilon_{max}$  及び  $\omega_0$  の値を考えてみる。(22)より

$$\epsilon \approx \frac{\tau}{\mu} \omega^2 - \frac{\omega}{\mu} - K(\alpha) \omega - \frac{C_s}{C} \omega - \frac{1}{CR_e} \quad \text{但し } \alpha \approx 1 \text{ とする。} \dots\dots\dots (23)$$

故に  $0 < \omega < \omega_0$  に於て  $\epsilon$  を最大ならしめる  $\omega_{max}$  は

$$\omega_{max} = \frac{A\mu}{2\tau} \quad \text{但し } A \equiv \frac{1}{\mu} + \frac{C_s}{C} + K(\alpha) \dots\dots\dots (24)$$

一方  $\omega_0$  は (23) より  $\frac{1}{CR_e} \approx 0$  とすると

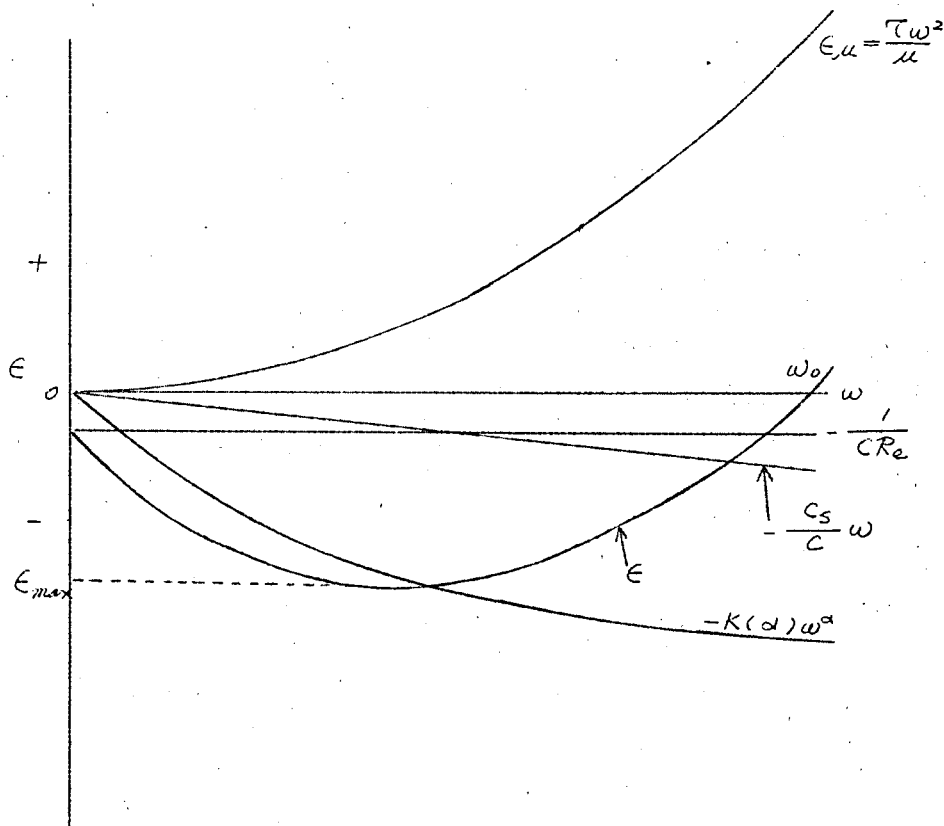
$$\omega_0 = \frac{A\mu}{\tau} \dots\dots\dots (25)$$

$$\therefore \frac{\omega_{max}}{\omega_0} = \frac{1}{2} \dots\dots\dots (26)$$

$$\therefore E_{max} = -\frac{1}{4} A \omega_0 \quad (27)$$

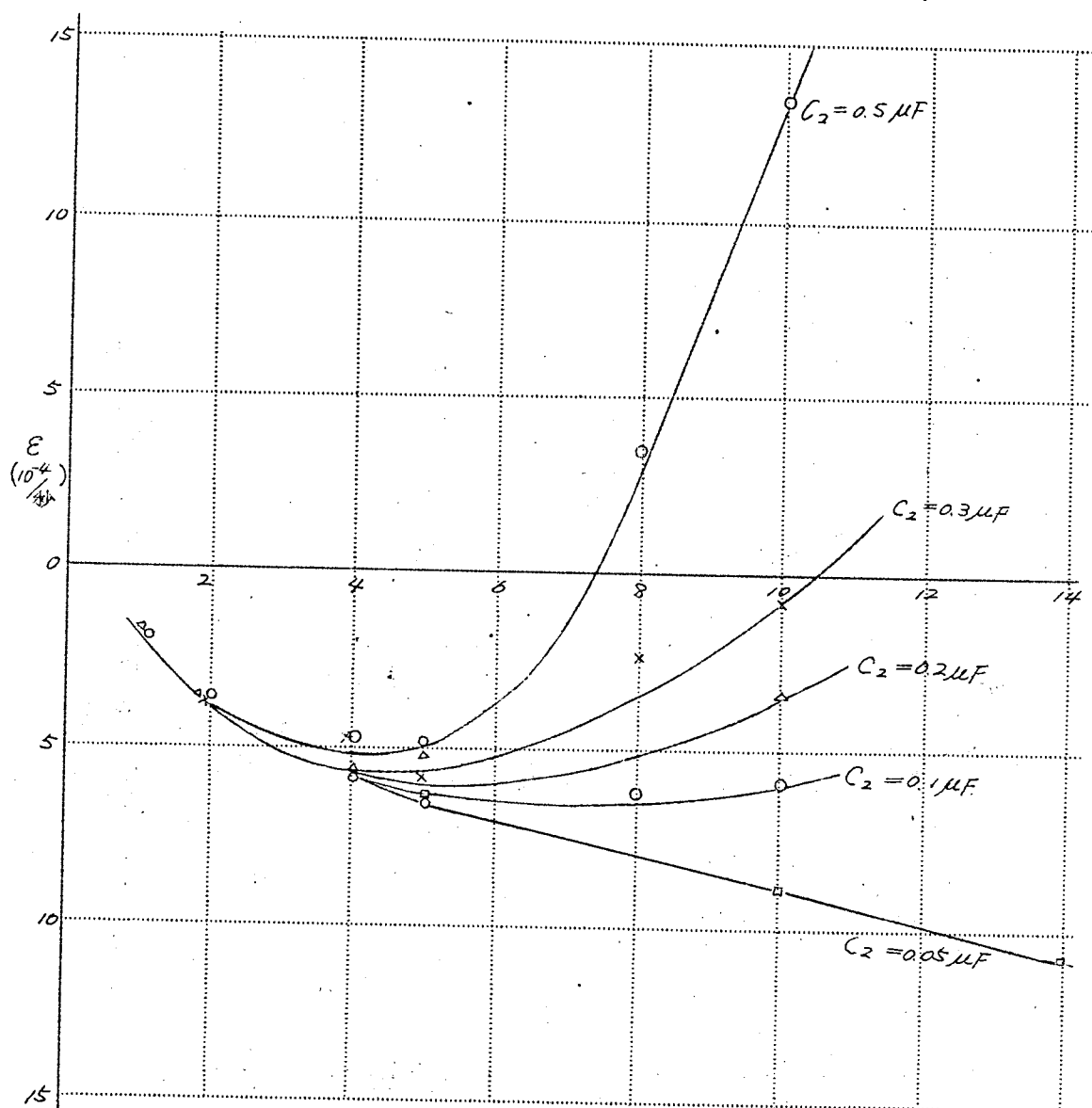
(27) より明らかな様に  $A$  を一定とするならば  $\omega_0$  が決ると  $E_{max}$  の値が自動的に決定する。例えば  $\mu = 10^{-4}$ ,  $C_s/C = 10^{-4}$ ,  $K(\alpha) = 2 \times 10^{-4}$

(ポリステレンコンデンサの定数) とすると  $A = 4 \times 10^{-4}$  となり,  $\omega_0 = 20 \text{ rad/sec}$  を考えると  $E_{max} = -2 \times 10^{-3}$  となる。すなわち 30 秒演算後の誤差が 6% になることを示している。かくの如く増巾器の定数, 使用インピーダンスが決ると  $A$  の値が決定し, 更に計算機の使用範囲より  $\omega_0$  が与えられると, この計算機が避け得られない最大誤差  $E_{max}$  が決まるのである。従って  $E_{max}$  を少なくするには使用演算周波数を出来るだけ低く選び  $\omega_0$  を小とするか,  $A$  の定数を出来るだけ小さくする演算インピーダンス及び増巾器等の設計が必要である。なお、ここで注意を要す



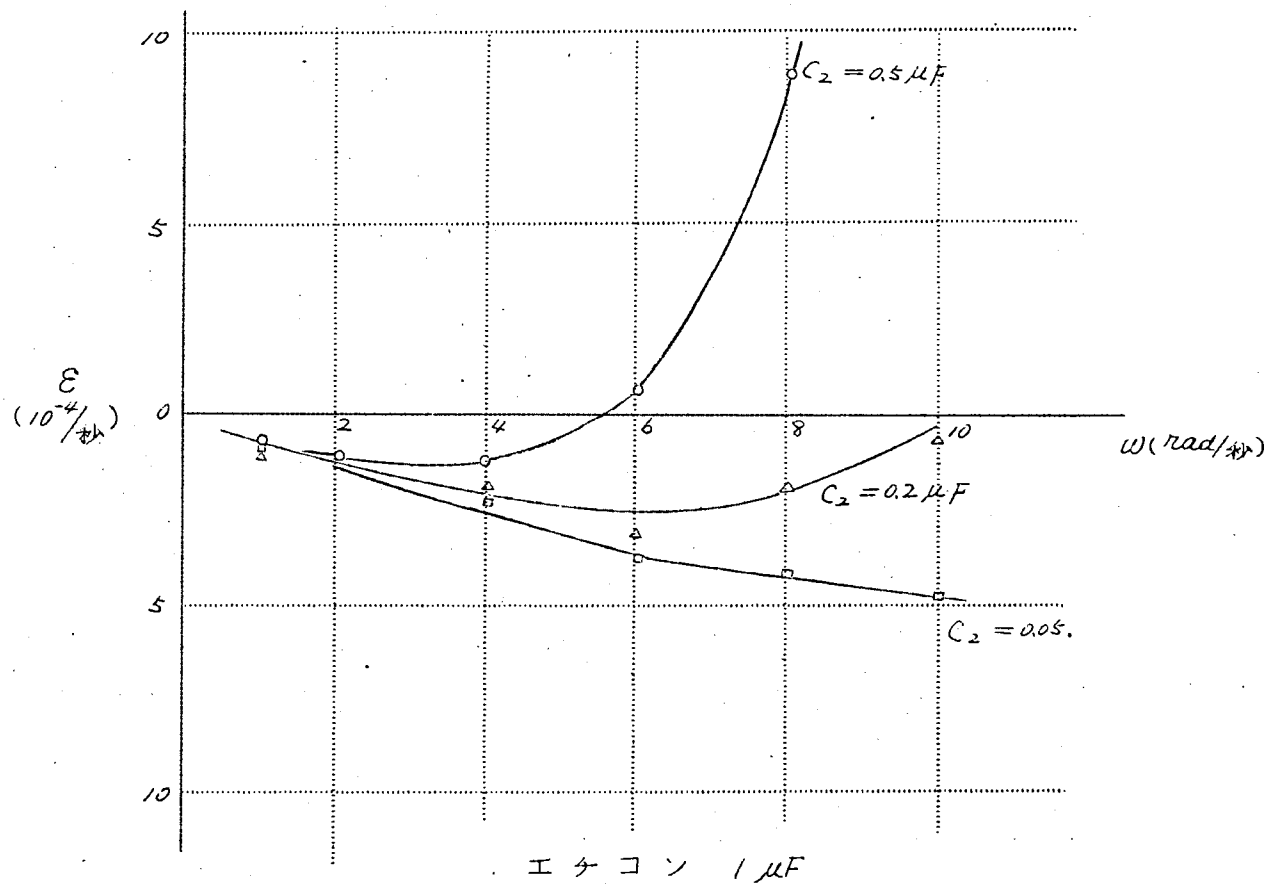
第21図  $E-\omega$  曲線 (理論値)



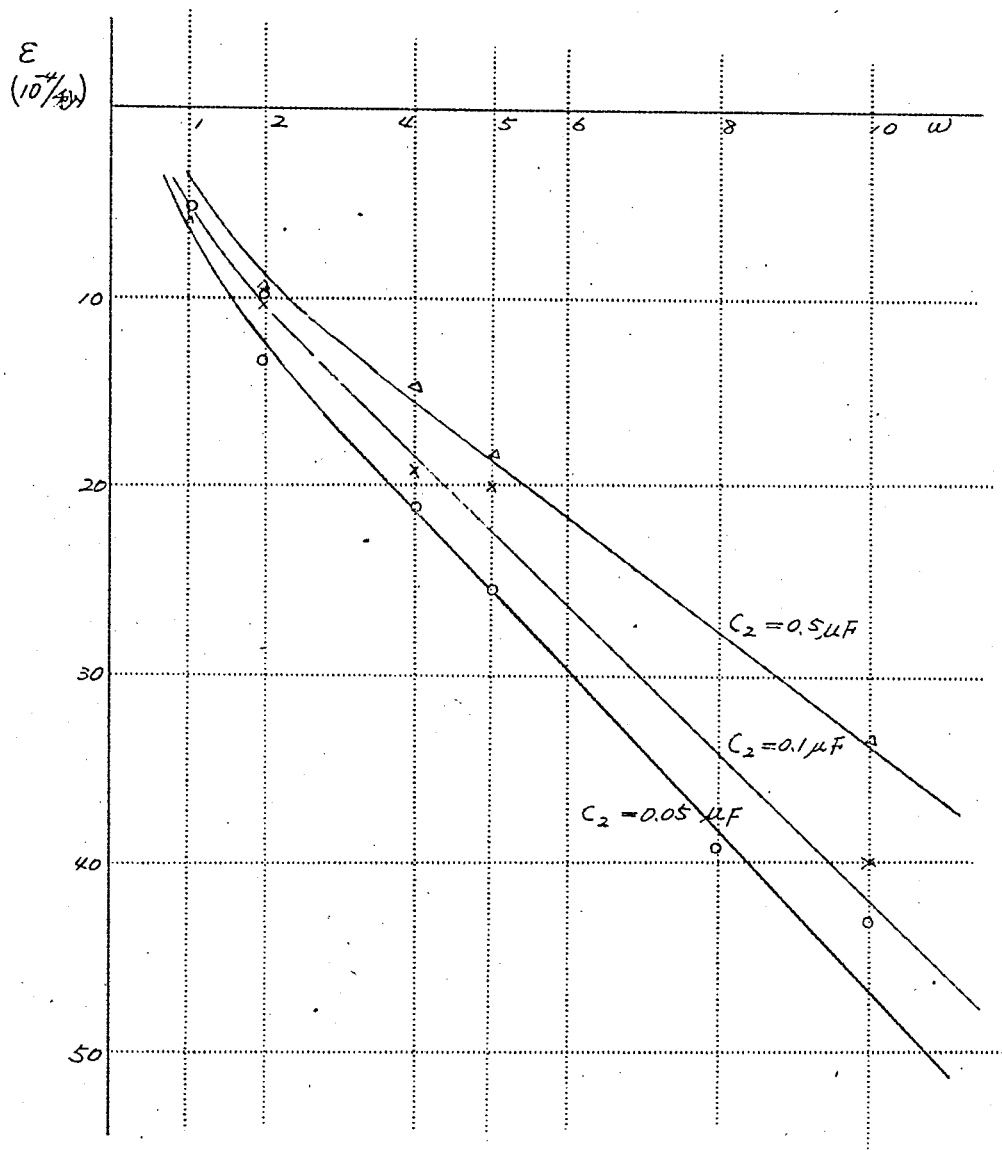


ステコン  $1 \mu F$

第22図  $\epsilon - \omega$  曲線



第23図  $\varepsilon$ - $\omega$  曲線 (最近のエタコンによる結果を第29図に示す)

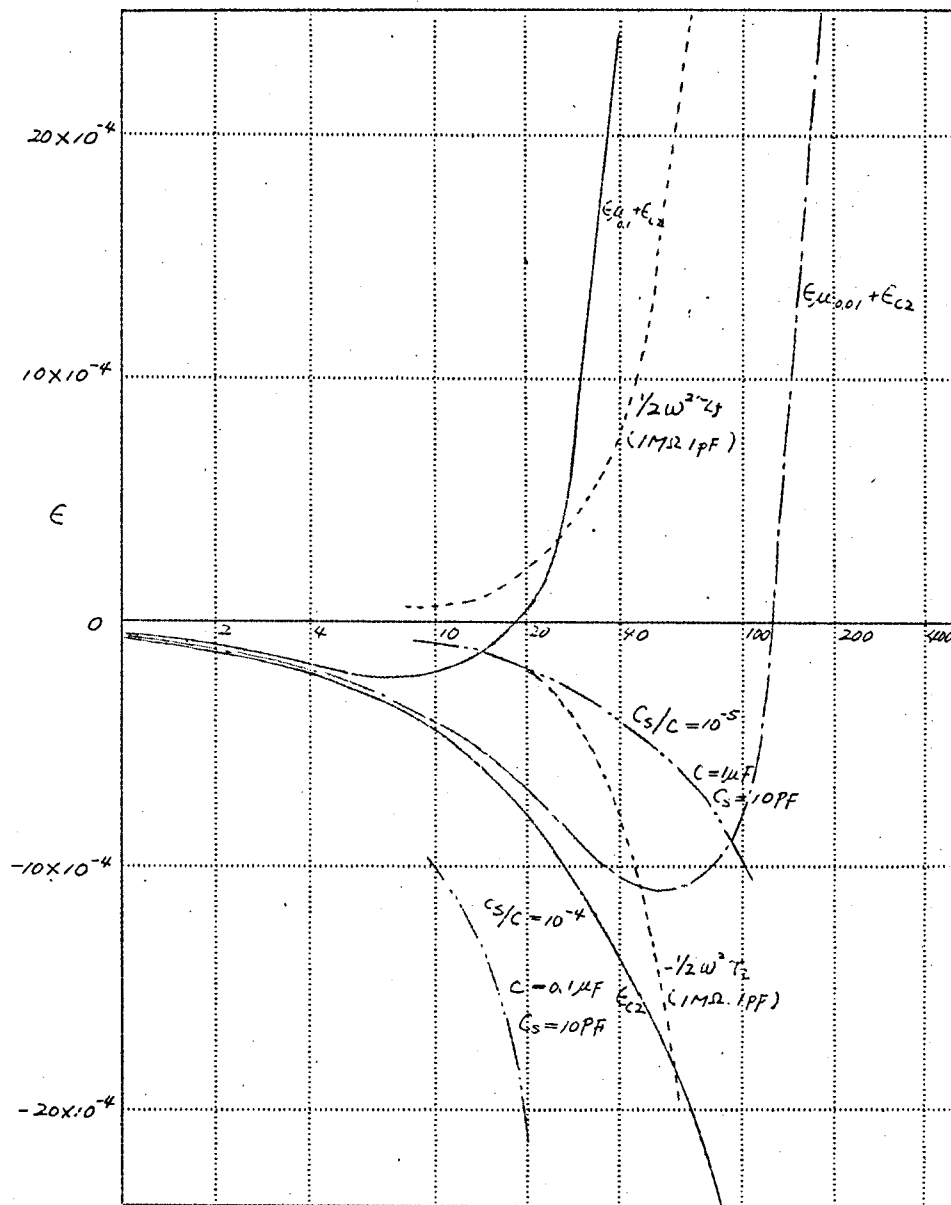


第24図  $\varepsilon$ - $\omega$  曲線

マイラコンデンサ  $1 \mu F$

ることは  $\omega_0$  の具体的な与え方で、 $A$  が一定の場合には増巾器の周波数特性で与えるのが最も簡単である。<sup>(42)</sup>

具体例について、以上の関係の理論値を図示したものが第25図である。



第25図  $\epsilon - \omega$  特性 (理論値)

$\epsilon_{c2}$ なる吸収誤差(エナコン),  $\epsilon_{\mu 0.1}$  ( $\tau_2 = 0.1$  秒  $\mu_2 = 10^5$ ),  $\epsilon_{\mu 0.01}$  ( $\tau_2 = 0.01$  秒,  $\mu_2 = 10^5$ )の増巾器誤差の合成値 $\epsilon_{\mu} + \epsilon_{c2}$ が示されている。破線は後述の正負変換器の浮遊容量誤差を示すものであり、この範囲で変動する可能性が大きく、不安定である。鎖線は $C_s/c = 10^{-5}$  ( $1 \mu F$   $C_s = 10 pF$ )  $10^{-4}$ の場合の積分抵抗の浮遊容量による誤差曲線を示す。図から明らかなように、 $\omega \geq 10 \text{ rad/sec}$  になると各種の誤差が急激に増大する。

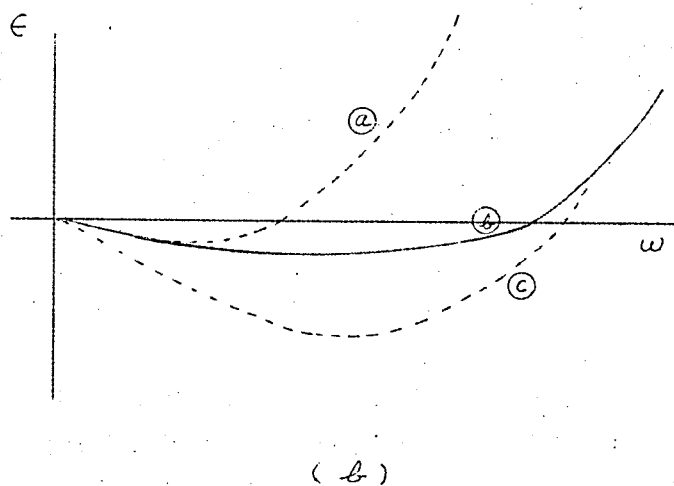
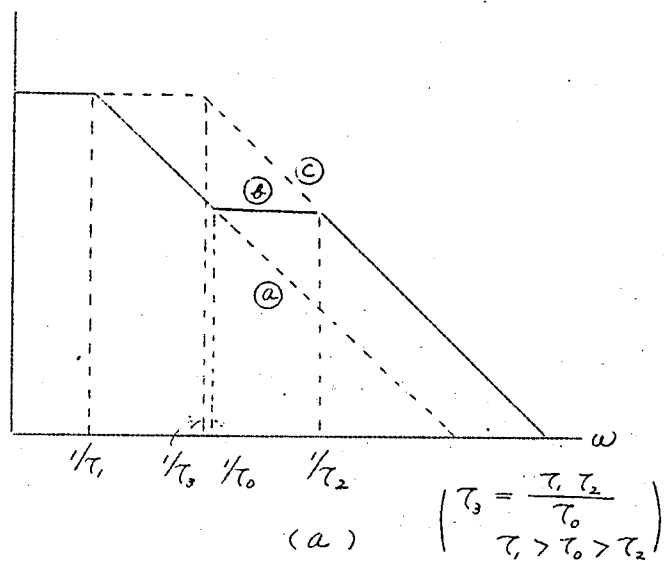
以上の考察は主として第3図(b)の周波数特性についての考察であるが、増巾器の周波数特性を更に詳細に検討すれば増巾器に起因する誤差のうちの正(発散)の誤差を有効に利用して広い周波数帯域にわたって総合誤差を一層小さくすることが可能である。<sup>(43)</sup> 例えば第26図(a)において④の如き周波数特性をもつとすれば、これは近似的に低い周波域では④、高い周波数域では③の周波数特性をもつと考えられ、その場合の総合誤差はそれぞれ同図(b)の④③の如くなり、④では広い範囲にわたって誤差が小さくなる。この場合の誤差は(6)から計算される。 $\omega$ が大きい場合には(6)の第3項のみとなり、

$$\epsilon_{\mu} \doteq 2 \frac{\omega^2}{\mu_0} \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_0} = 2 \frac{\omega^2}{\mu_0} \tau_3$$

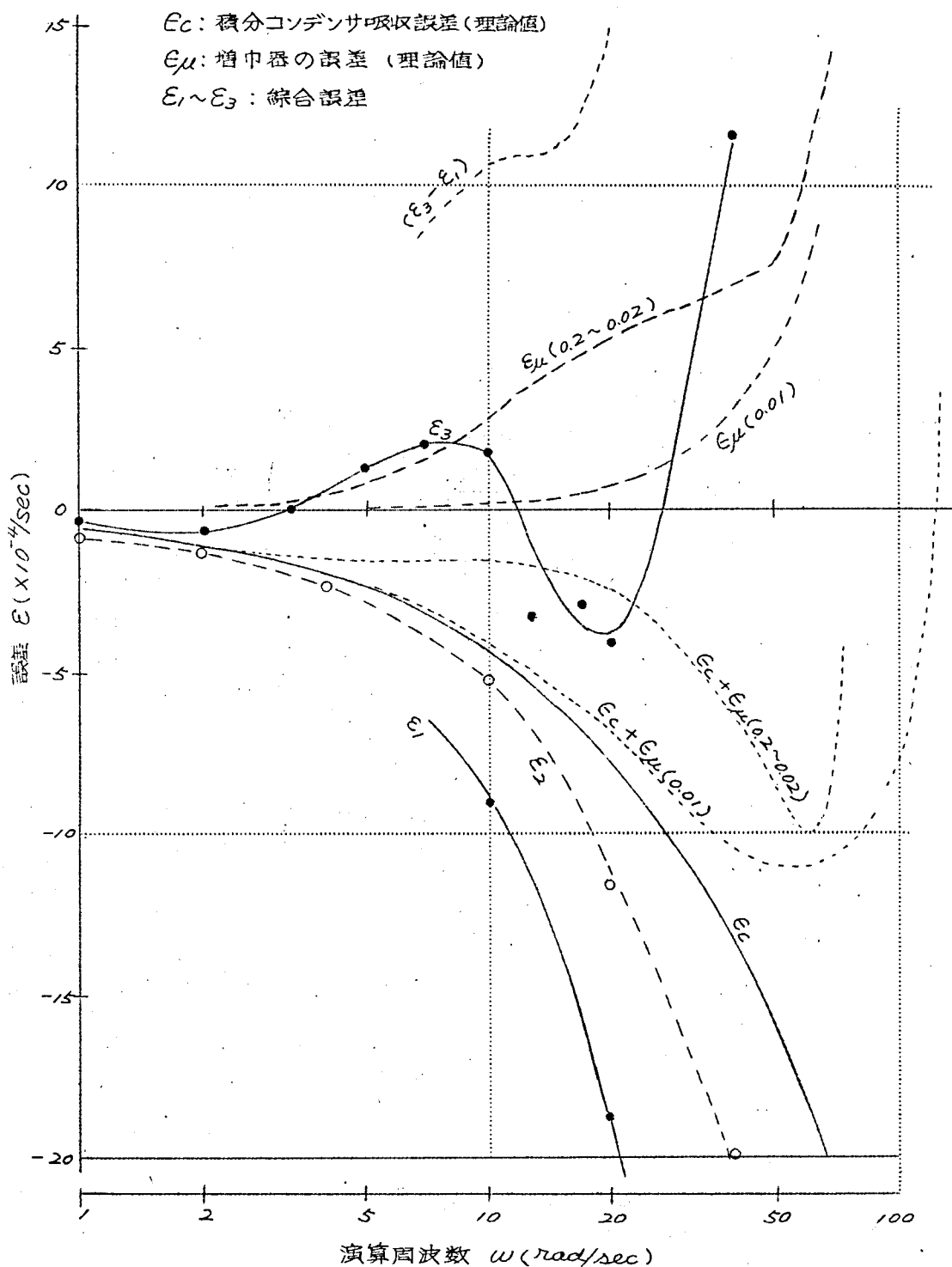
$\omega$ があまり大きくない場合には第2項が主としてきいて

$$\epsilon_{\mu} \doteq 2 \frac{(\tau_1 + \tau_2 - \tau_0)}{\mu_0 T} \omega^2 T \doteq 2 \frac{\omega^2}{\mu_0} \tau_1$$

となり、それぞれ③及び④の周波数特性による誤差の式と一致する。第27図は具体的な数値例と実験結果を示したもので、 $\epsilon_{ab}$ は $K(\alpha) = 0.7 \times 10^{-4}$ ,  $\alpha = 0.8$ とした場合(エナコン)の吸収による誤差の理論値、 $\epsilon_{\mu}(0.01)$ は $\omega^2 \frac{\tau}{\mu} = 10^{-7} \omega^2$ とした場合の増巾器に起因する誤差の理論値、 $\epsilon_{\mu}(0.2 \sim 0.02)$ は第26図(a)の周波数特性で $\mu_0 = 100 \text{ db}$ ,  $\tau_3 = 0.02$ 秒,  $\tau_1 = 0.2$ 秒とした場合の増巾器に起因する誤差の理論値である。浮遊容量、積分コンデンサの漏洩による誤差を極力小さくするようにすれば総合誤差はこの2つで左右される。 $\epsilon_{ab} + \epsilon_{\mu}(0.2 \sim 0.02)$ の曲線より $\omega < 20 \text{ rad/sec}$ では非常に良い補償が得られることがわかる。 $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$ は実験結果で $\epsilon_1$ は増巾器とエナコンを組合せた場合の



第26図  $\epsilon_{\mu}$ による吸収誤差補償方式  
 の説明図



第27図  $w-E$  曲線

誤差曲線が第26図②に相当するものであり、 $\varepsilon_3$  は暫中器の特性を変形して④に相当するようにしたものである。この場合、誤差の補償は非常にうまくいつているとはいえないが、この種の補償が可能であることを示している。 $(\varepsilon_3 - \varepsilon_1)$  はこの時の  $\varepsilon_{\mu}$  に相当する曲線であり  $\tau_3$ ,  $\tau_1$  の値がはつきりしないのではつきりわからないが、傾向的には  $\varepsilon_{\mu}(0.2 \sim 0.02)$  の曲線に一致している。なお  $\varepsilon_2$  は  $\varepsilon_1$  に相当するものであるが浮遊容量、積分コンデンサの漏洩による誤差を極力除くように結線を行った場合の結果である。

## (Ⅶ) 係数設定回路の誤差についての考察<sup>(44)</sup>

### (7.1) 係数器の誤差及び誤差軽減法

第3章(15)の第4.5項で示される係数設定回路の誤差は回路の接続方式によりその値を異にするのであるが、実際には係数器倍率  $K_m$  の大きい値を使用することを極力さけるために、 $\omega \leq 10 \text{ rad/sec}$  の計算では積分器誤差に比して小さくすることは容易である。ところが  $\omega \geq 10 \text{ rad/sec}$  以上で、しかも使用する演算器台数が多い場合には、この部分の誤差は反って積分器誤差を上回る場合が多く、この誤差の軽減を考えることは重要である。本項ではこの場合の問題点と対策の2, 3についてのべる。

第3章第1図に示されるように一般的な演算回路網はいくつかの積分器の継続接続と1組の係数設定回路(具体的には係数器、係数ポテンシオメータの継続接続回路)からなる閉回路の集りと考えられる。故に全体の演算誤差を小さくするには、各マイナーループの誤差を極力小さくすればよい。

いま積分器  $N$  個、係数器  $M$  個の継続接続の場合の係数設定回路の誤差  $C_E$  を考えると、この値は第3章(26)より

$$C_E(p) = \frac{1}{N} \left\{ -\frac{p}{\mu_K} \sum_{m=1}^M (1 + C_m) + p^2 \sum_{m=1}^M \tau_m \right\} \quad (28)$$

$\mu_K(p) = \mu_K / (1 + p\tau)$  なる周波数特性を考慮した時の  $C_E(p)$  の近似式は逐次近似により次式を得る。

$$C_E(p) = \frac{1}{N} \left\{ -\frac{(1 + p\tau)p}{\mu_K} \sum_{m=1}^M (1 + C_m) + p^2 \sum_{m=1}^M \tau_m \right\} \quad (29)$$



いま  $p = j\omega$  として (29) の実数部を考えると

$$C_{E\text{ real}} = \frac{1}{N} \left\{ \frac{\omega^2 \tau \sum_{m=1}^M (1+C_m)}{\mu_K} - \omega^2 \sum_{m=1}^M \tau_m \right\} \dots\dots\dots (30)$$

(30) は各マイナーループの係数設定回路誤差であり、(30) の右弧内を最小ならしめることが誤差軽減の基本である。すなわち

$$\frac{\tau}{\mu_K} (1+C_m) = \tau_m = \tau_i - \tau_f \dots\dots\dots (31)$$

なる条件を各々の係数設定要素、すなわち係数器に対して満足させる必要がある。一般には  $C_m$  が大になるに従って、 $\tau_m < 0$  となり勝ちであり、(31) の結果から解が発散の傾向をもつことが明らかであろう。例えば  $C_m = 10$ ,  $R_i = 0.1\text{ M}\Omega$ ,  $R_f = 1\text{ M}\Omega$ ,  $C_{Si} = C_{Sf} = 2\text{ pF}$  とすると (第3章, 第1表参照)  $\tau_m \approx -1.8 \times 10^{-6}$  秒になる。一方 (31) より  $\mu_K = 10^5$  では  $C_E = 0$  の条件は  $\tau_m \approx 1.1 \times 10^{-6}$  で満足することになり、解は  $\frac{\omega^2}{N} 3 \times 10^{-6}$  で発散する。故にいま  $R_i$  に並列に補償コンデンサ  $C_c$  を挿入し、この誤差を補償するものと仮定すると

$$R_i C_c \approx 3 \times 10^{-6}$$

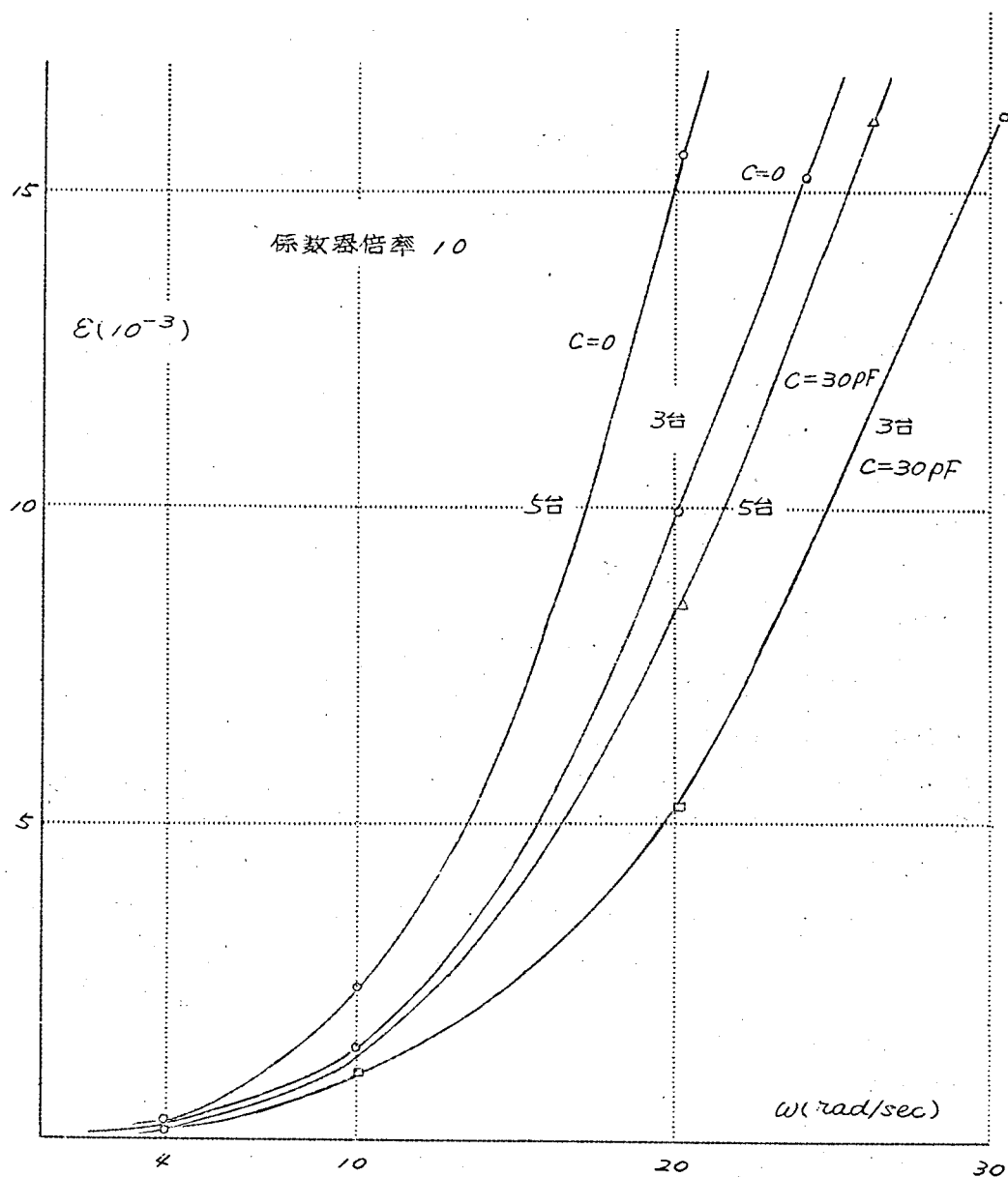
となり  $R_i = 0.1\text{ M}\Omega$  では  $C_c = 30\text{ pF}$  が求まる。実際には係数器を多段に用いた場合、局部発振を起す可能性があり、 $C_E$  を極力小さくするために  $C_c$  として (31) で示す理論値一杯の値を用いることは危険である。

第28図に実験結果の1部を示す。図は  $C_m = 10$  なる係数器を3台、5台連続接続した場合の誤差であり、 $C_c = 0, 30\text{ pF}$  の2つの場合の試験結果を示している。接続台数が増すに伴って  $C_E$  も増大している。

以上の如く係数器の倍率が大い場合には、増巾器による誤差、演算インピーダンスの時定数による誤差が共に正であり、 $\omega$  の増加と共に急激に増大する。

## (7.2) 正負変換器の誤差

正負変換器の場合には一般に (31) の  $\tau_m$  の値が小さく、係数器に比し誤差を生じ難いが、 $\omega$  が大になると係数器と同様に  $C_E$  が増大する。いまサークルテストの正負変換器について、その演算抵抗  $1\text{ M}\Omega$  に  $1\text{ pF}$  の浮



第28図 係数器縦続接続の場合の $\varepsilon-\omega$ 曲線

遊容量の不均衡があつたとすると、浮遊容量に原因する誤差は

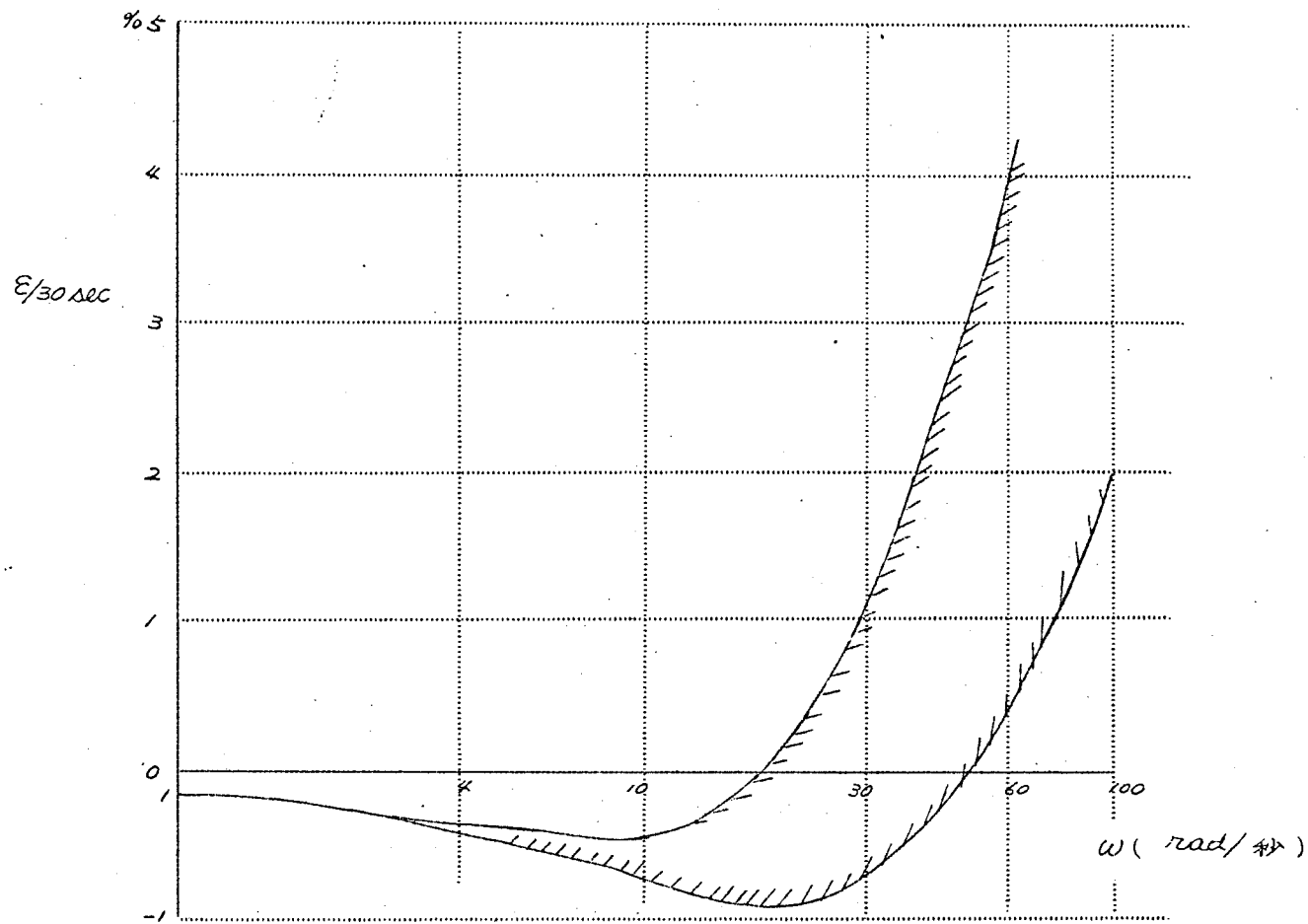
$$\frac{1}{2} \omega^2 (\tau_i - \tau_f) = \frac{1}{2} \omega^2 |10^{-6}|$$

となり、 $\omega = 10 \text{ rad/sec}$  で  $5 \times 10^{-5}$  となり、30秒間のこの部分の誤差だけで 0.15% になる。更にこの値は正か負かいずれの値をとるかは不明であつて（係数器の場合は必ず正）、演算解に対しても極めて不安定な結果をもたらす。第29図は実験結果の一例であり、第25図中に  $1 \text{ pF}$  の不均衡による誤差のばらつき範囲の理論値を示す。 $\omega \geq 10 \text{ rad/sec}$  ではこのような理由で得られる解にはかなりのばらつきを生じる。

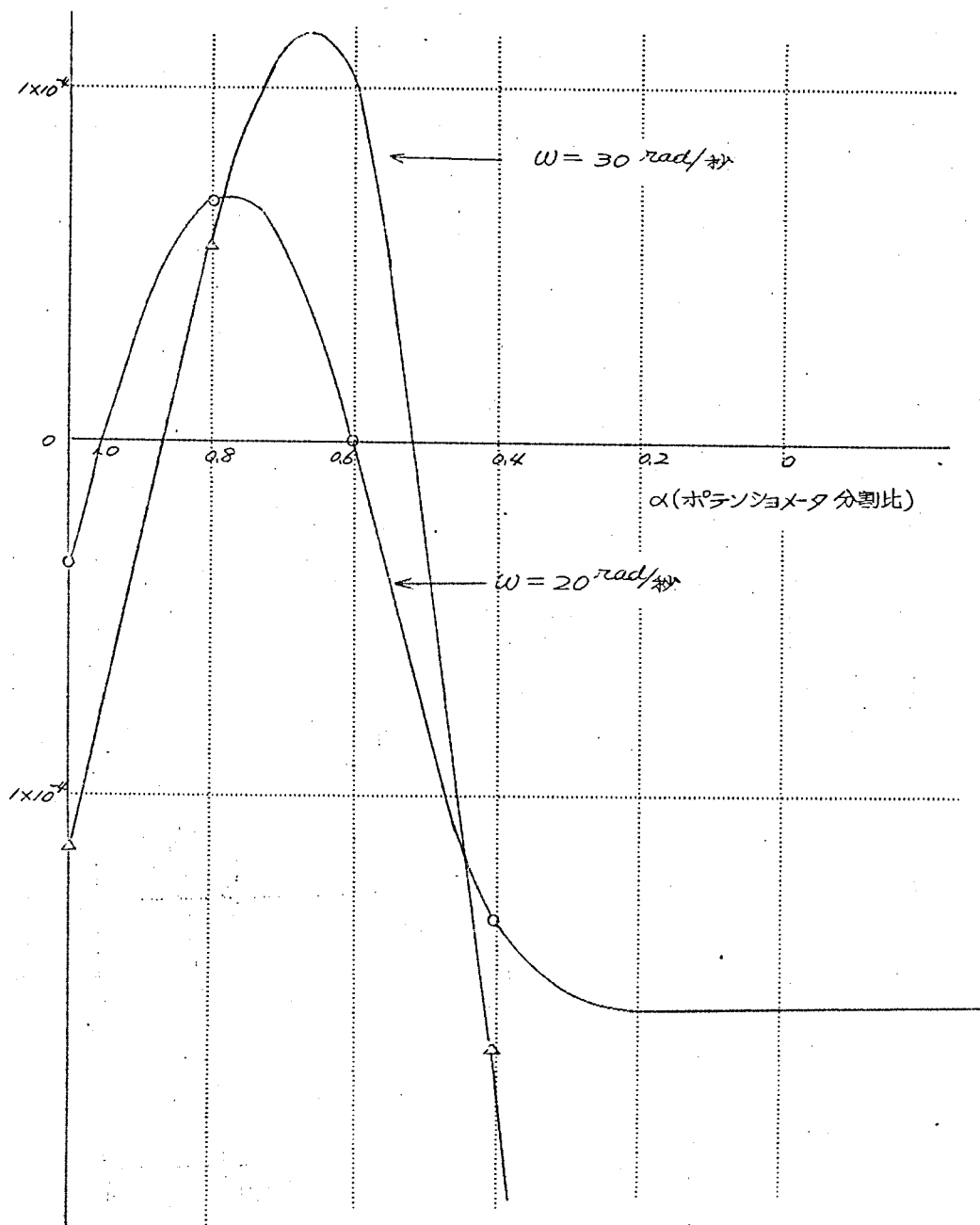
### (7.3) ヘリカルポテンショメータによる誤差

次に係数設定回路で問題になるのはヘリカルポテンショメータの周波数特性及び設定値零の場合の残出電圧である。繰返型アナコンの場合のこの形勢については第2編第3章で後述するが、低速アナコンでも  $\omega$  が大になると同様な傾向を与える。第30図に示すように  $\omega = 30 \text{ rad/sec}$  の結果では分割比 0.8 ~ 0.7 辺りで解の振巾比がピークを示している。

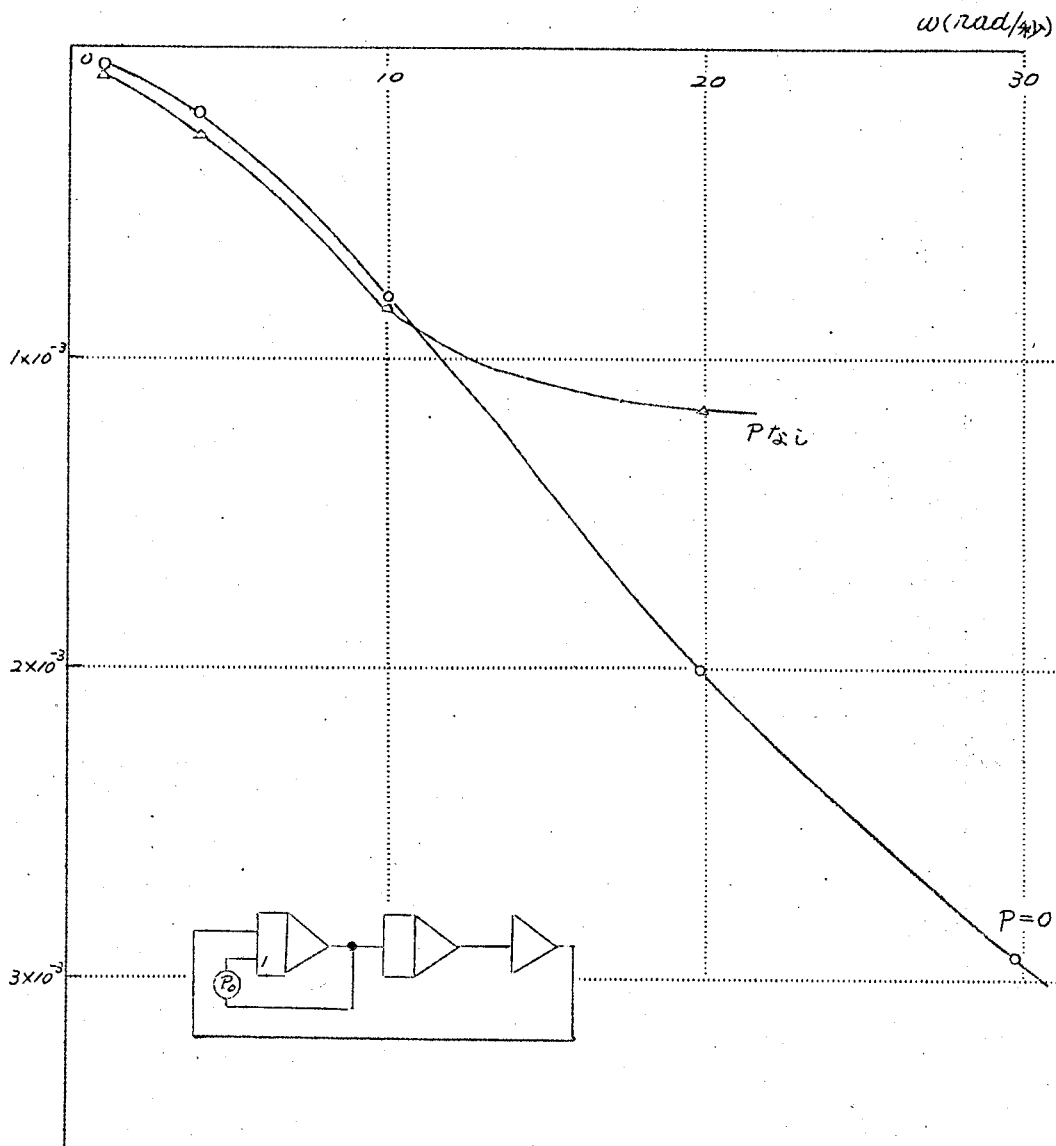
第31図は図中に示す接続において  $\rho_0 = 0$  とした場合と、A点を断とした場合の誤差曲線の差異を示すものである。極端に悪い一例ではあるが、 $\omega \geq 10 \text{ rad/sec}$  以上になると1次の微分項が、ポテンショメータの  $\rho_0 = 0$  の時の残出抵抗と浮遊容量を通して帰還された結果によるものである。



第29図 サークルテストにおける $\varepsilon$ - $\omega$ 特性 (斜線内にばらつく)



第30図 係数用ポテンショメータ周波数特性の影響



第31図 係数用ポテンショメータの浮遊容量の影響

## (Ⅷ) 結 言

アナログ計算機を用いて微分方程式を解く場合に生じる総合演算誤差についての主として実験的検討結果を示し、第3章で導いた理論値との関連を明らかにした。積分器誤差についてはその値が微分方程式の階数に無関係に、特性根について一定の関数形をもつという理論的結論をもとにしてサークルテストから実験的考察を行った。

積分器誤差は大別すると次の4つになる。(i) 増巾器に起因する誤差、(ii) 積分抵抗の浮遊容量による誤差 (iii) 積分コンデンサの漏洩抵抗による誤差 (iv) 積分コンデンサの吸収による誤差であり、これら周波数特性を示し総合誤差と演算周波数との関係を明らかにした。このうち (i) (iv) が最も大きい値を占め、しかも互に異符号であるため増巾器の利得、周波数特性を適当に与えることにより使用範囲で総合誤差を小さく出来ることを示した。増巾器としては  $\omega = 50 \text{ rad/sec}$  で  $100 \text{ dB}$  の利得を有することが望ましい。

積分コンデンサの吸収現象については *Cole-Cole* の実験式による等価回路を用いることが適切であることを明らかにし、吸収定数を定義した。吸収の最も少なく且つ温度係数の低い材料として高密度ポリエチレンでしかも灰分  $0.1\%$  以下のものが適していることを見出しこれを実用化した。

終りに係数設定回路による誤差についての2, 3の実験結果を示した。 $\omega \geq 10 \text{ rad/sec}$  ではこの誤差は急激に増大し、しかもその値は接続方式浮遊容量の値により不安定である。換言するならば誤差  $\epsilon$  は  $\omega$  に対して  $a \pm b$  の如く表現し、 $b$  として係数設定回路誤差を示すのが適切と考える。

本章における解析はすべて演算定数は真値を有すると仮定したが、実際には  $\omega \rightarrow 0$  では殆どこの誤差で支配される。これについては本論文では取扱っていない。

## [ 追補 I ] $1 \ll (C, R, p)^{-\alpha}$ の近似および Debye の理論 に関する検討<sup>(45)</sup>

$1 \ll (C, R, p)^{-\alpha}$  の近似を行わないとすると (5) 式の第2項は次式で与えられる。即ち

$$\epsilon_{c1}(p) = -\frac{C_1}{C} \frac{p}{1+(\tau_E)^{1-\alpha} p^{1-\alpha}} \quad \dots\dots\dots (付1)$$

$p=j\omega$  を代入すると

$$\begin{aligned} \epsilon_{c1}(j\omega) &= -\frac{C_1}{C} \frac{j\omega}{1+(\tau_E)^{1-\alpha} e^{j\frac{\pi}{2}(1-\alpha)} \omega^{1-\alpha}} \\ &= -\frac{C_1}{C} \frac{j\omega \left\{ 1+(\tau_E)^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \cos \frac{\pi}{2}(1-\alpha) \right.}{1+2(\tau_E)^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \cos \frac{1}{2}(1-\alpha)} * \\ &\quad \left. * \frac{-j(\tau_E)^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \sin \frac{\pi}{2}(1-\alpha) \right\}}{+\tau_E^2(1-\alpha) \omega^2(1-\alpha)} \quad \dots\dots\dots (付2) \end{aligned}$$

従つて

$$\begin{aligned} &\epsilon_{c1}(j\omega) \text{ の実数部} \\ &= -\frac{(\tau_E)^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \sin \frac{\pi}{2}(1-\alpha)}{1+2(\tau_E)^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \cos \frac{\pi}{2}(1-\alpha) + \tau_E^2(1-\alpha) \omega^2(1-\alpha)} \omega \dots\dots\dots (付3) \end{aligned}$$

分母の第1項および第2項にくらべ第3項が大とすると、すなわち  
 $1 \ll \tau_E^{1-\alpha} \omega^{1-\alpha} \cos \frac{\pi}{2}(1-\alpha)$  とすると

$$\begin{aligned} \epsilon_{c1} \text{ の実数部} &\simeq -\frac{C_1}{C} \frac{\cos \frac{\pi}{2} \alpha}{\tau_E^{1-\alpha}} \omega^\alpha \\ &\equiv -K(\alpha) \omega^\alpha \quad \dots\dots\dots (付4) \end{aligned}$$

(付4) 式は (35) 式の結果  $\epsilon_{c1}$  と一致する。この近似を行つた大きな理由は、実用上差支ないことはもちろん、吸収定数  $K(\alpha)$  を定義づけ易い点に起因する。

Debye の理論は (付4) 式における  $\alpha=0$  の条件である。この場合は

$$\epsilon_{c1} \text{ の実数部} = -\frac{C_1}{C} \frac{\omega^2 \tau_E}{1+\omega^2 \tau_E^2} \simeq -\frac{C_1}{C} \frac{1}{\tau_E} \quad \dots\dots\dots (付5)$$

となり、 $\omega$  には無関係になる。この3者を、主たる誤差原因が吸収現象に



あると考えられるマイカに適用した例を付表に示す。表より明らかなるように *Debye* の理論にくらべ *Cole-Cole* の実験式がよりよい一致を示している。

付表 *Cole-Cole* および *Debye* の式による理論値と実測値との比較

						$\epsilon \simeq \epsilon_{C1}$		
	$T$	$K$	$K_H$	$\omega$	$\epsilon$	<i>Cole-Cole</i> (付3式)	近似式 (付4式)	<i>Debye</i> (付5式)
(1)	1	1	1	1	$-3.8 \times 10^{-3}$	$-2.35 \times 10^{-3}$	$-5.3 \times 10^{-3}$	$-4.3 \times 10^{-4}$
(2)	0.1	"	"	10	$-4.4 \times 10^{-2}$	$-2.4 \times 10^{-2}$	$-4.0 \times 10^{-2}$	"
(3)	"	"	1/2	$10/\sqrt{2}$	$-3.2 \times 10^{-2}$	$-1.64 \times 10^{-2}$	$-2.94 \times 10^{-2}$	"
(4)	1	"	1	10	$-4.0 \times 10^{-2}$	$-2.4 \times 10^{-2}$	$-4.0 \times 10^{-2}$	"

但し  $T$ : 積分器時定数,  $K$ : 検波器倍率,  $K_H$  ホテンシオメータ設定値

### 〔追補Ⅱ〕 総合演算誤差の実測値と理論値との対比

第1, 2表は著者が最も古くに得た実験値の一例であり、理論値との対比を示す。使用した演算増巾器の諸定数は  $\mu_0 = 10^7$ ,  $\tau_0 = 0.03$  秒,  $\tau_2 = 0.05$  秒である。マイカ, *MP* コンデンサを用いた場合の理論値  $\epsilon$  と計算値  $\epsilon$  とはかなりよく一致している。ステコン, エテコンの場合は一致しているとはいえないがその理由は (i) 測定技術が未熟であったこと (ii) 計算に用いた数値は第1章でのべた過渡応答法から得たコンデンサの諸定数(測定精度が比較的よくなり)及び理論的推定値を用いたこと等であろう。更にこれに肉する二三の検討を加える。

誤差成分中  $\epsilon_{C2}$  は他にくらべ充分小さく、考察外とする。 $\epsilon_{C1}$  は前節で示されたごとく  $\alpha$  に依存し、 $\alpha$  の測定精度との関連性を考えなければならない。

$$\epsilon_{C1}(\alpha) \simeq \epsilon_{C1}(\alpha_0) + (d\epsilon_{C1}/d\alpha)_{\alpha_0} (\alpha - \alpha_0)$$

と近似すると、

$$\begin{aligned}
 d\epsilon_{c1}/d\alpha = & \left[ \log(\omega\tau_E) \right. \\
 & \left. - (\pi/2) \tan(\alpha\pi/2) \right] \epsilon_{c1} \\
 & + \epsilon_{c1} (1/c_1) (\partial c_1 / \partial \alpha) \\
 & - \epsilon_{c1} [(1-\alpha)/\tau_E] (\partial \tau_E / \partial \alpha)
 \end{aligned}$$

この第2, 第3項の $(\partial c_1 / \partial \alpha)$ ,  $(\partial \tau_E / \partial \alpha)$ は正確に評価しにくい。この部分の誤差は(2.3)節でのべた累級数の初項のみで近似した誤差と、同程度またはそれ以下とみなしてよいと思われる。ここでは第1項のみを考える。

いま $\alpha_0 = 0.6$ ,  $\alpha = 0.8$ としてエチコン, スチコンについての $\Delta\epsilon_{c1}$ を求めると, 第2表のごとくになる。この $\Delta\alpha$ 補正を加えると, 特にスチコンの場合6の場合を除いてよりよい一致を見る方向に $\epsilon_{real}$ が近づく。 $\tau_E$ についても同様であり,  $\tau_E$ の値の変動と誤差 $\epsilon_{c1}$ との関係は

$$\epsilon_{c1}(\tau_E) \simeq \epsilon_{c1}(\tau_{E0}) + \left( \frac{d\epsilon_{c1}}{d\tau_E} \right)_{\tau_{E0}} \cdot (\tau_E - \tau_{E0})$$

とし

$$d\epsilon_{c1}/d\tau_E = \left[ \log(\omega\tau_E) - \frac{\pi}{2} \tan(\alpha\frac{\pi}{2}) \right]$$

$$\times \epsilon_{c1} \left( \frac{\partial \alpha}{\partial \tau_E} \right) + \epsilon_{c1} \left( \frac{1}{c_1} \right) \left( \frac{\partial c_1}{\partial \tau_E} \right)$$

$$+ \epsilon_{c1} [(1-\alpha)/\tau_E]$$

このうち第1, 第2項は第3項にくらべ小さいと考えると,  $\tau_E$ の変動に対する $\epsilon_{c1}$ の変動 $\Delta\epsilon_{c1}$ は

$$|\Delta\epsilon_{c1}| = \frac{1}{\epsilon_{c1}} \left| \frac{d\epsilon_{c1}}{d\tau_E} \right| \Delta\tau_E = \frac{1-\alpha}{\tau_E} \Delta\tau_E$$

となる。たとえば $\alpha = 0.6$ とし $\Delta\tau_E/\tau_E = 1.0$ としても,  $\Delta\epsilon_{c1} = 0.4$ となり第1表の数値への影響はきわめて小さい。

次に $\epsilon_{\mu}$ であるが, 増幅率 $\mu_0$ がチヨッパの動作状態, 変換効率の変動

第1表 誤差に関する実測値と近似式との比較表

積分コンデンサ		T	K	$K_H$	$\omega$	$\varepsilon (10^{-4})$	$\varepsilon_{c1} (10^{-4})$	$\varepsilon_{c2} (10^{-4})$	$\varepsilon_{\mu} (10^{-4})$	$\varepsilon_{real} (10^{-4})$
ポリエチレン コンデンサ	1	1	1	1	1	-0.48	-0.33	-0.002	0.025	-0.3
	2	"	10	0.1	"	0.75	"	"	0.08	-0.25
	3	0.1	1	1	10	+6.1	-1.3	"	2.2	0.9
	4	"	10	0.1	"	+73.0	"	"	7.5	5.2
	5	"	1	0.5	$10/\sqrt{2}$	+2.2	-1.1	"	1.2	0.1
	6	"	"	0.1	$\sqrt{10}$	-8.3	-0.66	"	0.23	-0.43
ポリスチレン コンデンサ	1	1	1	1	1	-1.2	-0.43	-0.83	0.025	-1.2
	2	"	10	0.1	"	-0.25	"	"	0.08	"
	3	0.1	1	1	10	-2.4	-1.7	"	2.2	-0.33
	4	"	"	0.5	$10/\sqrt{2}$	-3.4	-1.4	"	1.2	-1.33
	5	"	"	0.1	$\sqrt{10}$	-6.2	-0.86	"	0.23	-1.5
	6	"	10	"	10	86.0	-1.7	"	7.5	5.0
マイカコンデンサ	1	1	1	1	1	-38.0	-53	-0.38	0.025	-53
	2	0.1	"	"	10	-440	-400	"	2.2	-400
	3	"	"	0.5	$10/\sqrt{2}$	-320	-294	"	1.2	-290
	4	"	"	1	10	-400	-400	"	2.2	-400
MPコンデンサ	1	1	1	1	1	-60	-34	-1.8	0.025	-36
	2	0.1	"	"	10	-320	-270	"	2.2	-270
	3	"	"	0.5	$10/\sqrt{2}$	-230	-190	"	1.2	-190

$\varepsilon$ : 実測による対数減衰係数,  $\varepsilon_{\mu}$ : 増巾器による誤差,  $\varepsilon_{real}$ : 計算による対数減衰係数,  $\varepsilon_{c1}$ : 積分コンデンサの吸収特性による誤差,  $\varepsilon_{c2}$ : 積分コンデンサの漏洩特性による誤差

第2表  $\alpha$ の変動に対する $\epsilon_{c1}$ の変動 ( $\Delta\epsilon_{c1} = \frac{1}{\epsilon_{c1}} \frac{d\epsilon_{c1}}{d\alpha} \Delta\alpha$ )

ポリエチレンコンデンサ							ポリステレンコンデンサ					
	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6
$\omega$	1	1	10	$10/\sqrt{2}$	$\sqrt{10}$	10	1	1	10	10	$10/\sqrt{2}$	$\sqrt{10}$
$\tau_e$	39.6	*	*	*	*	*	5.6	*	*	*	*	*
$\epsilon_{c1}$	0.29	0.29	0.75	0.68	0.52	0.75	-0.09	-0.09	0.43	0.43	0.3	0.14

により2~3倍は容易に変わりうることを考慮すれば、 $\varepsilon_{\mu}$ もこの値に応じて変化する。

以上の結果を総合すると、第1表中エナコンの4，スチコンの6の場合（いずれも  $K=10$ ， $K_H=0.1$ ， $\omega=10$  の場合であり，通常用いられない接続方式である）を除いては、かなり一致しているというべきであろう。

## 第5章 低速度型アナログ計算機 の制御回路における問題 点とその対策

## 第5章 低速度型アナログ計算機の制御回路 における問題点とその対策<sup>(46)</sup>

### (I) 緒 言

低速度型アナログ計算機の制御回路は大別して (i) 演算器制御回路 (ii) 印加電圧制御回路 (iii) 電源制御回路の三つになる。演算器制御回路は演算器を所要の状態、例えば "演算 (compute)" "信号保持 (hold)" 等に設定するための制御回路であり、(ii) は微分方程式を解く場合の印加電圧の加え方を制御する回路であり、(iii) は電源を安全に操作するための回路である。このうち精度維持のため特に重要な回路は (i) であり、本報告は主としてこれに関するものである。

演算器制御回路の問題点、特に演算精度に対する影響及びその対策について、理論的考察結果及び実際の回路について検討する。この回路の問題点及び対策を略述すると次の如くである。

- (1) 制御リレーの遅動による誤差 (高速リレーの使用、制御順序の変更)
- (2) 制御リレー端子間、端子コイル間の絶縁抵抗 (接地点の考慮)
- (3) 制御リレー遮断時の逆起電力の影響 (二極管によるダンピング)
- (4) 主制御スイッチの遅れ (ノ信号ノ切換方式の確立)
- (5) 押ボタン方式による制御誤差対策 (遅動リレーの使用)
- (6) 遠隔操作

等である。なお演算器制御回路は最近論理回路と組合わされ演算器の自動化が試みられつつある。これが自動プログラミングであり、今後の重要な問題点となるのであろう。終にこれに就いてのべる。

### (II) 演算器の制御順序

演算器制御順序は制御誤差と使用上の便利さの点から検討されねばならない。演算器の制御段階としては次の4段階がある。

- (1) 平衡点検、(2) 初期値設定、(3) 演算、(4) 信号保持

すなわち、(1)で増巾器の異常を点検し、(2)で初期条件を設定し、(3)で演算を行う。演算を途中で中止し信号を保持する場合に(4)に切換えられる。それぞれに対応する演算器の接続条件を第1図に示す。

制御配列に關して考えうる方式は次の2つであろう。すなわち

(i) (1)(2)(3)(4)の順序

(ii) (1)(2)(4)(3)の順序

アナコン使用上の便利さからは当然(i)の方式が選ばれるべきであり、(ii)の方式は制御順序が(i)に比べて適當ではないが、制御回路からの誤差混入が少く、高精度アナコンの制御方式として推奨出来る。2つの方式の代表的結線図を積分器<sup>(註)</sup>についてそれぞれ第2図、第3図に示す。この2つについて考察する。(i)の方式に當り第2図は積分器制御回路の1例であり、図示の如く制御に $x$ ,  $y$ ,  $z$ の3種のリレーが使用され、これらの組合せで上述の段階を実現している。この場合に向題になることは制御リレー動作遅れ(ばらつき)による誤差発生である。これにより影響を受ける値として初期値電圧と演算解との2つがある。いま向題の多い「初期値設定」から演算に移る場合について考えてみよう。

第2図の回路結線においては「演算」指令と同時に $x$ ,  $y$ ,  $z$ リレーはオフされねばならない。いま $x$ リレーは動作せず $y$ ,  $z$ リレーのみがほぼ同時に動作すると考える。 $z$ リレーが $y$ リレーより早く動作した場合には「初期値設定」で充電した初期値電圧は $y$ リレーが動作するまで $y$ リレーを通じて放電することが考えられ、逆に $y$ リレーが $z$ リレーより早く動作した場合にはIC電圧を $z$ リレーが動作するまで積分しいずれの場合も初期値電圧に誤差を与える。これらの誤差の値を $\varepsilon\%$ 以内におさえるにはCの電荷の充放電回路の時定数 $T$ に対して $y$ ,  $z$ リレーのバラツキ $\Delta T$ を $0.01 \times \varepsilon \geq \Delta T / T$ にする必要がある。例えば $T = 1$ 秒の場合 $\varepsilon = 0.1\%$ とするには $\Delta T \leq 1 \text{ ms}$ となり $y$ ,  $z$ にはそれぞれ高速度リレーの使用の必要性を生ずる。 $x$ リレーと $y$ ,  $z$ リレーとほぼ同時に動作する場合には更に複雑になるが、 $x$ リレーの動作は $z$ リレーの動作に含めて考えれば考察は容易であろう。かくの如く $x$ リレーの動作遅れも $z$ リレーと同様に考える必要がある。

更に $x$ リレーでは他の積分器の $x$ リレーとの向のばらつきが向題になる。

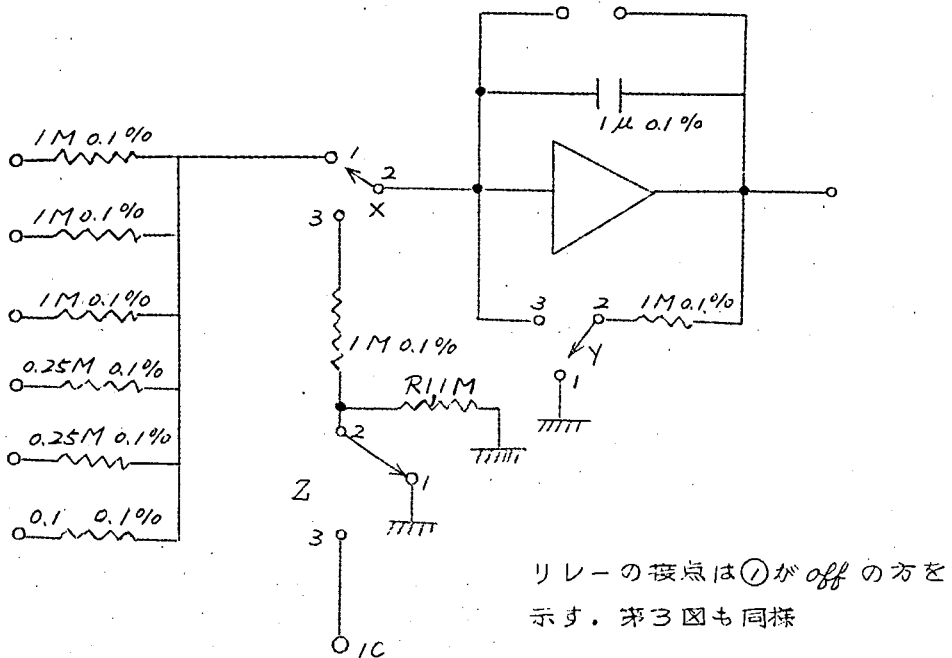
(註) 制御回路の誤差は積分器制御回路で主として問題になる。



	平衡点検	初期値設定	演算	信号保持
加算器 (係数器)				演算又は 平衡点検
積分器				

但し  $e_i$  : 信号  $IC$  : 初期値電圧  $R_o$  は  $\infty$  でも可

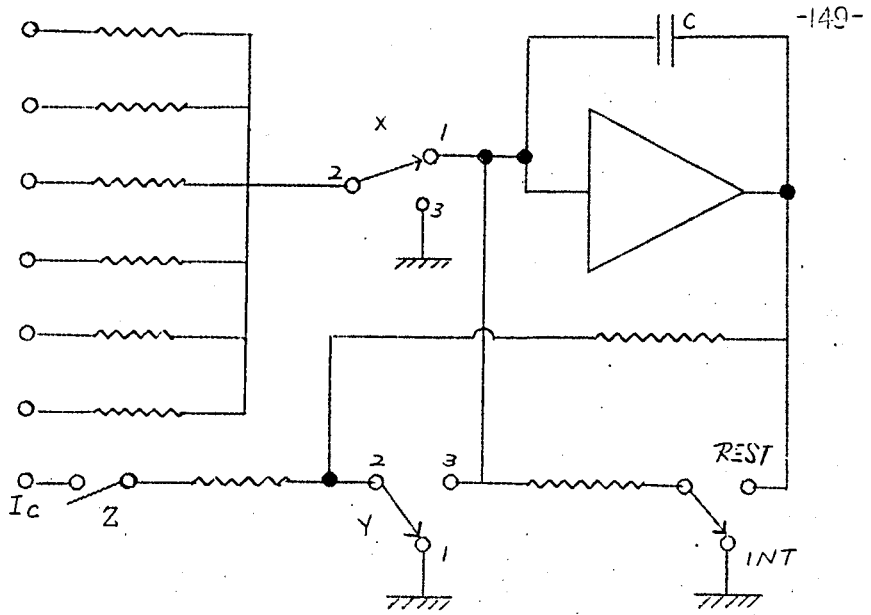
第1図 各状態における演算器の接続



	平衡点検	初期値設定	演 算	保 持
x	on	on	off	on
y	on	on	off	off
z	off	on	off	off

第2図 加算積分器の制御結線図

(制御配列 (i) の方式の 1 例)



	平衡点検	初期値設定	保 持	演 算
$\chi$	on	on	on	off
$\psi$	on	on	on	off

第3図 加算積分器の制御結線図

(制御配列2の方式の)例)

この場合のスリレーの動作遅れは結局は演算解に対する誤差を与えるのであり、例えばノサインルの積分をする場合スリレーの遅れ  $\Delta T = 1 \text{ ms}$  の場合、その位相誤差  $0.1\%$  を与える。黒川<sup>(47)</sup> はスリレーの総合演算誤差に及ぼす影響を計算し次式を与えている。すなわち、

$$\left. \begin{array}{ll} \text{振幅誤差} & \varepsilon_a \approx \frac{1}{2} (\omega \Delta T)^2 \times 100 \% \\ \text{位相のずれ} & \varphi \approx \omega \Delta T \text{ (radian)} \\ \text{但し} & \omega: \text{演算周波数} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

例えば  $\Delta T = 1 \text{ ms}$  を考えた場合  $\omega = 100 \text{ rad/秒}$  に対しては  $\varepsilon_a = 0.5\%$   $\varphi = 5.7^\circ$  となりかなりの誤差を予想せねばならない。逆に  $\varepsilon_a = 0.1\%$  とするには  $\omega = 44.8 \text{ rad/秒}$  となり  $\varphi = 0.26^\circ$  となる。

以上の考察より明らかなようにこの方式で各積分器の  $x, y, z$  リレー間の動作のばらつき及び  $x$  リレー相互間の遅れを極めて小さく多くとも  $\Delta T \leq 1 \text{ ms}$  とする必要がある。なおこの方式で  $x, y, z$  の3つのリレーを同時にオフせず、 $y, z$  のみ先にオフし、次いで  $x$  リレーをオフするよう設計すれば  $y, z$  のみの相互の動作ばらつき、 $x$  リレーと他の  $x$  リレー間の動作ばらつきを所要値以内により初期値設定誤差、演算誤差を減少出来る。

以上の方式に対しては初期値設定誤差を零にするものが (ii) の方式である。第3図はこの方式による低速度型ポータブルアナコンの制御回路である。この回路は第2図の  $y, z$  リレーを  $y$  リレー1個に置き換えた回路に相当する。すなわち“初期値設定”から“保持”に移る場合に動作するリレーは  $y$  リレーのみであり、これの動作により IC 入力電圧は零となり、一方積分器は“保持”になりリレーの動作と同時に初期値電圧を保持する。次いで  $x$  リレーが動作して“演算”になるため初期値設定電圧については  $y$  リレーの動作時間に関係せず誤差を生じない。従って  $y$  リレーとしては水平型のしかもマルチトランスフアーリレーの使用が可能で制御リレーの節約が出来る特長を有する。 $x$  リレーについては (i) の方式同様に  $x$  リレー相互間のばらつき  $\Delta T$  が問題となり高速度リレーの使用を必要とする。なおこの方式である川崎航空機アナコンと低速ポータブルアナコンでは IC 電圧を加える  $y$  リレーの使用の点に差があり、前者では後述の押ボタン制御のためリレーを用いているが、後者では主制御スイッチ用ロータリスイッチの1回路を使用している。

次に (i) (ii) 両方式に共通する問題について考察する。第一に考えねばならないことは制御リレー端子間の絶縁抵抗である。例えば  $y$  リレーについて考えるとこの値は積分コンデンサ C に並列に入り演算誤差を与える。これについては第2図、第3図の如く使用しない端子を接地することによりこれらの値をすべて接地間の抵抗とし、この影響をさけるようにしている。次にリレーの励磁コイル端子間についても同様に漏れ抵抗  $R_L$  がある場合には励磁電圧  $E_{Re}$  がこの抵抗を通じて“演算”、“保持”の時間に積分し誤差原因となる。

すなわちこれに基づき出力電圧  $e_o$  は

$$e_o = - \frac{t}{R_L C} E_{Re} \quad (2)$$

この誤差を除去する最も適切な方法は  $E_{Re}$  を出来るだけ小さく選ぶか、あるいは演算器制御回路の設計において“演算”“信号保持”の状態においては出来るだけリレーの励磁をなくすることが必要である。第2図の制御回路もこの点より“演算”時におけるリレーをすべてOFFの状態に選んである。ところが實際上“信号保持”の状態では少なくとも1ヶのリレーをONにする必要があつて、この点から保持特性を所要精度内に収めるべく  $R_L$  の許容値を算出すればよい。

いま信号保持電圧 50 V 保持時間  $t = 300$  秒、励磁電圧  $E_{Re} = 30$  V  $C = 1 \mu F$  として漏洩に基づく出力変動を 0.1 % 以内に収めるための許容漏洩抵抗  $R_L$  は (2) より

$$R_L \geq 1.8 \times 10^5 \text{ M}\Omega$$

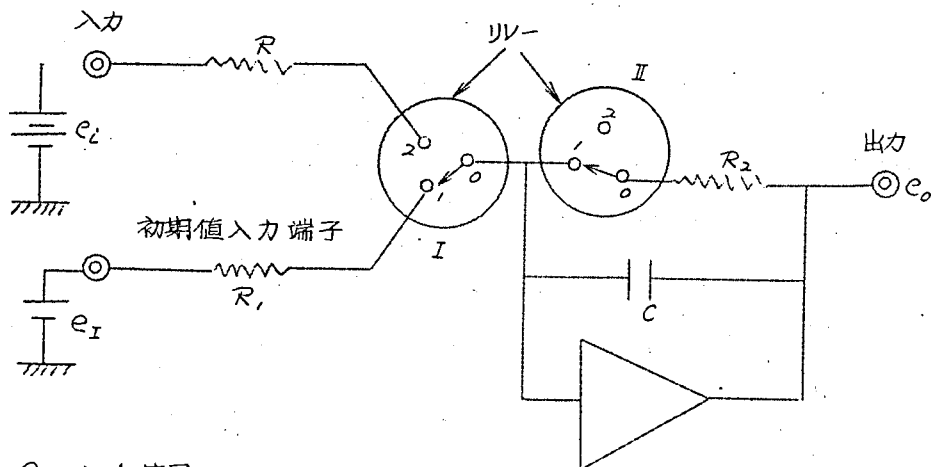
従つて設計仕様は  $R_L \geq 5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$  を確保することが好ましい。これに対してはリレーのコイル絶縁にスチロールを使用し  $5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$  を保つと同時に演算時には励磁電圧をオフにするように設計している。なお第2図、第3図でスリレーのオン状態が異なるが入力端子には常に信号が加わっていることを予想し、リレーの絶縁抵抗を通して積分する可能性をさけるため第3図の如く入力抵抗を接地する方が望ましい。

また第2図の回路において  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$  を挿入した理由は、リレー動作時に入カインピーダンスが高くなり雑音障害を受けやすくなることをさけたものである。故にこの回路のIC用ポテンシヨメータの負荷が 0.5 M $\Omega$  となり、負荷効果を受ける点は望ましくない。Cの両端子がパネル面に取出されているのは使用しない場合演算器をクラソフするのに便ならしめるためである。R<sub>i</sub> 及びCの両端子は開発途上の装置の感を与えるものであり現在では殆ど不要である。

### (Ⅲ) 制御リレーの動作時間の影響<sup>(13)</sup>

主として(i)の制御配列の場合について初期値設定電圧に及ぼす影響について考える。

第4図は特に問題の多い“初期値設定”から“演算”に切替える演算器制御回路の原理図であり、I及びIIはこれに用いる制御用リレーである。いま2ケのリレーの動作開始時間の時間差を $\Delta T$ 、それぞれのリレーのスレークからメークするまでの時間を $\Delta T_1$ 、 $\Delta T_2$ 、指令時からそれぞれのスレ



$e_i$ : 入力信号

$e_i$ : 初期値設定電圧

(リレーはOFFの状態を示す)

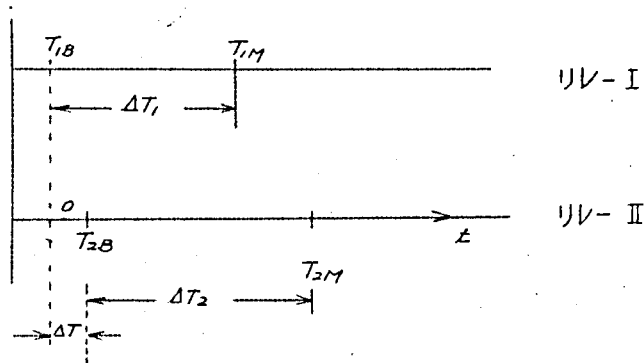
	リレー
初期値設定	OFF
演 算	ON

第4図 演算器制御回路の1例

ーク、メークの時間を $T_{1B}$ 、 $T_{2B}$ 、 $T_{1M}$ 、 $T_{2M}$ とし、種々のリレーの組合せにおける演算誤差について考察する。

(i)  $\Delta T < \Delta T_1$ ,  $\Delta T_2$

第4図におけるリレーの動作時間の関係を第5図の如くとする。



第5図 リレーの動作時間の関係(その1)

(a) リレ-I: 入力側, リレ-II: 帰還回路側

各時間における演算器出力電圧は

$$T = 0 \sim T_{2B} : e_o(T_{1B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I$$

$$T = T_{1B} \sim T_{2B} \quad e_o(T) = e_o(T_{1B}) \exp\left(-\frac{T}{CR_2}\right)$$

$$\therefore e_o(T_{2B}) \simeq -\frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right)$$

$$T = T_{2B} \sim T_{1M} \quad e_o(T) = e_o(T_{2B})$$

$$\therefore e_o(T_{1M}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right)$$

$$T = T_{1M} \sim T_{2M} \sim \infty \quad e_o(T) = -\frac{e_i}{CR} T + e_o(T_{1M})$$

$T_{1B}$  において演算指令が出たものとしてそれからの時間を  $t$  とすると

$$T = T_{1M} \sim \infty \quad e_o(t) = -\frac{e_i}{CR} (t - \Delta T_1) - \frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right) \quad (3)$$

一方リレーの動作遅れによる誤差がない場合の(3)に対応する正しい値は(4)で与えられる。

$$e_o(t) = -\frac{t}{CR} e_i - \frac{R_2}{R_1} e_I \quad (4)$$

従って(3),(4)よりリレーの動作遅れによる信号並びに初期値に対する絶対誤差  $\varepsilon$ 、並びに相対誤差  $\varepsilon_r$  は次表の如くなる。

	信 号	初 期 値
$\varepsilon$	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$
$\varepsilon_r$	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i / \frac{-t}{CR} e_i = \frac{-\Delta T_1}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I / \frac{-R_2}{R_1} e_I = -\frac{\Delta T}{CR_2}$

(b) リレーⅠ：帰還回路側，リレーⅡ：入力側

各時間における演算器出力電圧は

$$T = 0 \sim T_{1B} \quad e_o(T_{1B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I$$

$$T = T_{1B} \sim T_{2B} \quad e_o(T) = e_o(T_{1B}) - \frac{T}{CR_1} e_I$$

$$e_o(T_{2B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I - \frac{\Delta T}{CR_1} e_I$$

$$T = T_{2B} \sim T_{2M} \quad e_o(T) = e_o(T_{2B})$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} e_I - \frac{\Delta T}{CR_1} e_I$$

$$T = T_{2M} - \infty \quad e_o(T) = e_o(T_{2B}) - \frac{T}{CR} e_i$$

$$\therefore e_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} e_I - \frac{\Delta T}{CR_1} e_I - \frac{t}{CR} e_i + \frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i \quad (5)$$

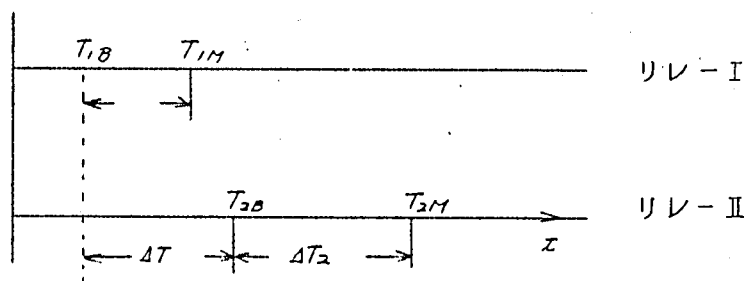
従つてこの場合の $\varepsilon$ 及び $\varepsilon_r$ は(5)より次表の如くなる。

	信 号	初 期 値
$\varepsilon$	$\frac{e_i}{CR} (\Delta T + \Delta T_2)$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$
$\varepsilon_r$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_2}$

(ii)  $\Delta T_1 < \Delta T$

各リレーの動作時間を第6図の如くに仮定した場合のリレー動作遅れによる演算誤差について考察する。





第6図 リレーの動作時間の関係

(a) リレー I : 入力側      リレー II : 帰還回路側.

$$T = 0 \sim T_{IB} \quad e_o(T_{IB}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I$$

$$T = T_{IB} \sim T_{IM} \quad e_o(T) = e_o(T_{IB}) \exp\left(-\frac{T}{CR_2}\right)$$

$$e_o(T_{IM}) \simeq -\frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T_1}{CR_2}\right)$$

$$T = T_{IM} \sim T_{2B} \quad e_o(T) = -\frac{R_2}{R} \left\{1 - \exp\left(-\frac{T}{CR_2}\right)\right\} e_i + e_o(T_{IM}) \exp\left(-\frac{T}{CR_2}\right)$$

$$e_o(T_{2B}) \simeq -\frac{\Delta T - \Delta T_1}{CR} e_i - \frac{R_2 e_I}{R_1} \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right)$$

$$T = T_{2B} \sim \infty \quad e_o(T) = e_o(T_{2B}) - \frac{T}{CR} e_i$$

$$\therefore e_o(t) = -\frac{t - \Delta T}{CR} e_i - \frac{\Delta T - \Delta T_1}{CR} e_i - \frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right)$$

$$= +\frac{\Delta T_1}{CR} e_i - \frac{t}{CR} e_i - \frac{R_2}{R_1} e_I + \frac{\Delta T}{CR_1} e_I \quad \text{..... (6)}$$

故に  $\varepsilon$  及び  $\varepsilon_r$  は

	信 号	初 期 値
$\varepsilon$	$+\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$
$\varepsilon_r$	$-\frac{\Delta T_1}{t}$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$

(b) リレー-I: 帰還回路側, リレー-II: 入力側

$$T = 0 \sim T_{1B} \quad e_o(T_{1B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_i$$

$$T = T_{1B} \sim T_{2B} \quad e_o(T) = e_o(T_{1B}) - \frac{T}{CR_1} e_i$$

$$e_o(T_{2B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_i - \frac{\Delta T}{CR_1} e_i$$

$$T = T_{2B} \sim T_{2M} \quad e_o(T) = e_o(T_{2B})$$

$$T = T_{2B} \sim \infty \quad e_o(T) = e_o(T_{2B}) - \frac{T}{CR}$$

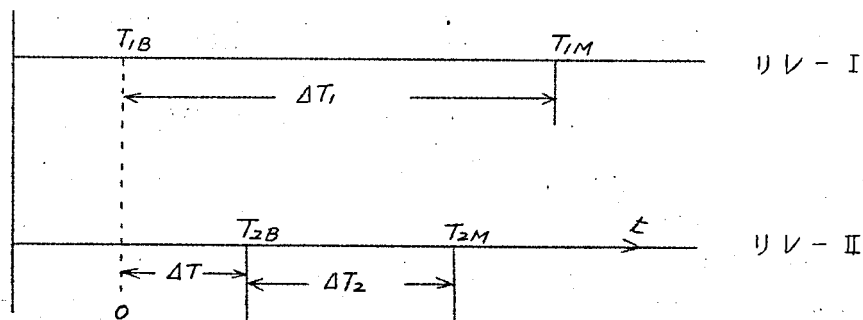
$$\therefore e_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} e_i - \frac{\Delta T}{CR} e_i - \frac{t}{CR} e_i + \frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i \dots (7)$$

従つてこの場合の $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_r$ は(7)より次表の如し。

	信 号	初 期 値
$\varepsilon$	$\frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_i$
$\varepsilon_r$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_2}$

(iii)  $\Delta T_1 > \Delta T_2$  (第7図参照)

(Q) リレー-I: 入力側, リレー-II: 帰還回路側



第7図 リレーの動作時間の関係(その3)

$$T = 0 \sim T_{1B} : e_o(T_{1B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I$$

$$T = T_{1B} \sim T_{2B} : e_o(T) = e_o(T_{1B}) \exp\left(1 - \frac{T}{CR_2}\right)$$

$$e_o(T_{2B}) \approx -\frac{R_2}{R_1} e_I \left(1 - \frac{\Delta T}{CR_2}\right)$$

$$T = T_{2B} \sim T_{1M} \quad e_o(T) = e_o(T_{2B})$$

$$T = T_{1M} \sim \infty \quad e_o(T) = e_o(T_{2B}) - \frac{T}{CR} e_i$$

$$\therefore e_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} e_I + \frac{\Delta T}{CR_1} e_I + \frac{\Delta T_1}{CR} e_i - \frac{t}{CR} e_i \quad (8)$$

故に  $\mathcal{E}, \mathcal{E}_r$  は

	信 号	初 期 値
$\mathcal{E}$	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$
$\mathcal{E}_r$	$-\frac{\Delta T_1}{t}$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$

(b) リレ-I : 帰還回路側, リレ-II : 入力側

$$T = 0 \sim T_{1B} \quad e_o(T_{1B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I$$

$$T = T_{1B} \sim T_{2B} \quad e_o(T) = e_o(T_{1B}) - \frac{T}{CR_1} e_I$$

$$e_o(T_{2B}) = -\frac{R_2}{R_1} e_I - \frac{\Delta T}{CR_1} e_I$$

$$T = T_{2B} \sim \infty \quad e_o(T) = e_o(T_{2B}) - \frac{T}{CR} e_I$$

$$\therefore e_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} e_I - \frac{\Delta T}{CR_1} e_I + \frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i - \frac{t}{CR} e_i \quad (9)$$

故に  $\mathcal{E}, \mathcal{E}_r$  は

	信 号	初 期 値
$\mathcal{E}$	$\frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$
$\mathcal{E}_r$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$

第1表に上記の計算結果をまとめた。 $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_r$ はリレーの使い方 (a) または (b) によってだけ異った値を示している。いま  $\varepsilon_r$  について考察すると信号に対しては演算時間も大きくとれば無視出来るが、初期値電圧に対してはリレーの動作遅れ時間  $\Delta T$  と演算器制御回路の時定数  $CR_2$  によって決つてしまう。従つてこの誤差を軽減するためには  $CR_2/\Delta T$  を大きく選ぶ以外はない。 $R_2$  は実用上極小器の平衡点検の制御回路定数と並用されている場合が多く、普通  $CR_2 = 0.1 \sim 1$  秒と見なせる。故に  $\Delta T$  を小さくすべきであり、 $CR_2 = 1$  秒とすると 0.1% 精度保持のためには少なくとも  $\Delta T \leq 1 \text{ ms}$  を要する。

		信 号		初 期 値	
		$\varepsilon$	$\varepsilon_r$	$\varepsilon$	$\varepsilon_r$
(i)	(a)	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T_1}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$
	(b)	$\frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$-\frac{\Delta T_2}{CR_1} e_I$	$\frac{\Delta T}{CR_2}$
(ii)	(a)	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T_1}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$
	(b)	$\frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$	$\frac{\Delta T}{CR_2}$
(iii)	(a)	$\frac{\Delta T_1}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T_1}{t}$	$\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$	$-\frac{\Delta T}{CR_2}$
	(b)	$\frac{\Delta T + \Delta T_2}{CR} e_i$	$-\frac{\Delta T + \Delta T_2}{t}$	$-\frac{\Delta T}{CR_1} e_I$	$\frac{\Delta T}{CR_2}$

以上の考察は単位電圧の場合であるが正弦波入力の場合も同様な考察が出来る。この場合初期値電圧は全く前例と同一であるが、入力信号に対しては  $\omega \Delta T_1$  だけの位相遅れを生ずる。従つて  $2\pi/\omega = 1$  秒の場合は  $\Delta T_1 \leq 1 \text{ ms}$  となる。要するに 0.1% 程度の精度を有する積分器の制御用リレーには動作時間が 1 ms 以内の高速度リレーを用いるべきである。通常の水平型リレーの動作時間は 10~15 ms 程度であり、この目的にはリード型リレーが適していてこれは 200~800  $\mu\text{s}$  程度である。

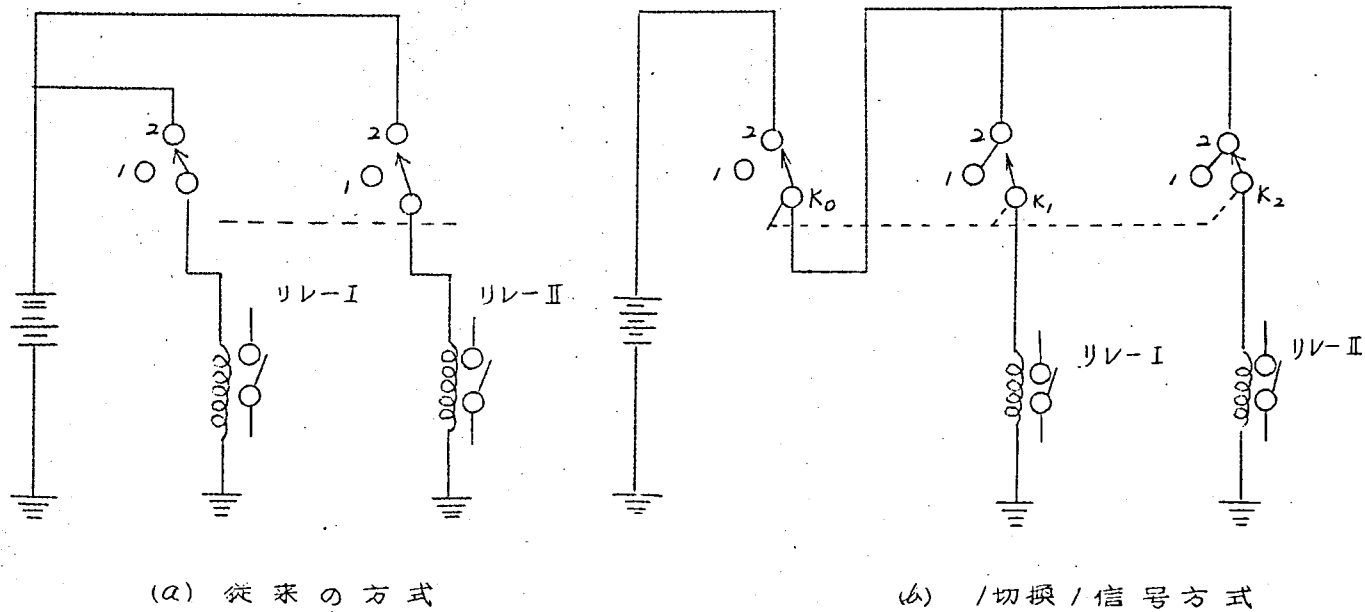
## (IV) リレー電源切換え方式

2～3種のリレーの組合せにより演算器の制御を行えることは前述の如くである。これらのリレーは制御パネルにある演算器制御スイッチにより操作されねばならない。制御スイッチとしてはロータリスイッチまたは押ボタンススイッチで操作されるのが通例である。この場合の注意点について述べる。

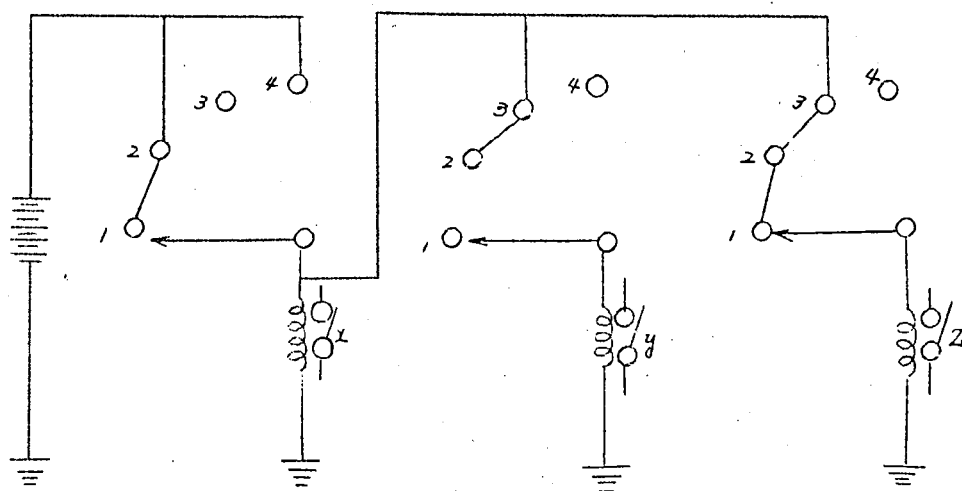
### (4.1) 1信号1切換方式(ロータリスイッチ方式)<sup>(48)</sup>

制御スイッチとしてロータリスイッチを使用する場合の注意点はロータリスイッチの動作遅れである。例えば第2図に示した回路で“初期値設定”から演算の場合へ、 $y, z$  リレーを同時にオフする必要がある。ロータリスイッチでそれぞれの電源を切換えるのであるが、実際にはこれでは機械的な構造から全く同時に2個以上の接点を閉閉することは困難であり、閉閉にばらつきが出来ることは自明であろう。このばらつきに対しても前述の制御リレーに要求された値を確保する必要がある。これに対する改善方式が1信号1切換え方式であり切換えに際し常に1箇所しか閉閉しない方式である。

例えば2回路を同時に切換える場合に従来のスイッチ回路では第8図(a)に示すように各リレーごとに $K_1, K_2$ の接点回路を有する複数回路切換え方式である。これに対し1信号1切換え方式は1個の接点切換え回路 $K_0$ を設け、これらの操作軸をすべて連動とし、 $K_0$ で $K_1, K_2$ の励磁回路を制御させ、結果的には $K_1, K_2$ を同時に閉閉させたと同じ効果を持たせたものである。この場合には切換え点は $K_0$ のみでありスイッチの動作ばらつきを実質的に零になし得る。かくして主制御スイッチ部分から生ずる遅れは全く向題にならない。第2図の本系による主制御スイッチの接点図が第9図である。図示の如く $K_0$ に別の切換え回路を用いなくとも実施できる場合もある。1信号1切換え方式は演算順序が(i)の方法の場合には不可欠の方法であるが(ii)の方法の場合では制御段階の切換え毎の制御リレーの動作に同時切換えの箇所がないので不要である。



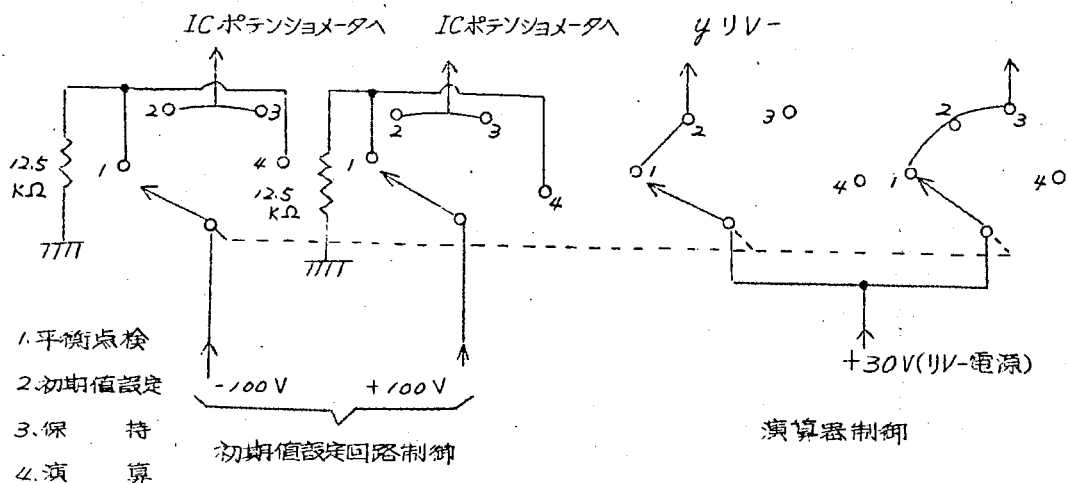
第8図 切換/信号方式説明図



1.平衡点検 2.初期値設定 3.演算 4.信号保持

第9図 第2図の制御回路の主制御スイッチ配線図

第10図は低速度ポータブルの制御スイッチの結線図である。ここで注意すべきことは初期値設定回路用のリレーをロータリスイッチで兼用した点である。これについては前述の通りであり、このようにして制御回路の簡易化を計った点が特長である。



第10図 低速度型ポータブルアナログ計算機

制御回路(リレー電源切換,主制御スイッチ回路)

## (4.2) 押しボタン機構による制御回路

主制御スイッチにロータリスイッチを用いず、押しボタン機構により実施しようという方式のものである。これにより得られる利点は押しボタンを一つ押すだけで必要な演算器の状態に自動的に一度になし得ることである。例えば“平衡点検”から“演算”に移すようなことである。これは外国製高精度アナログ計算機では実施していることである。

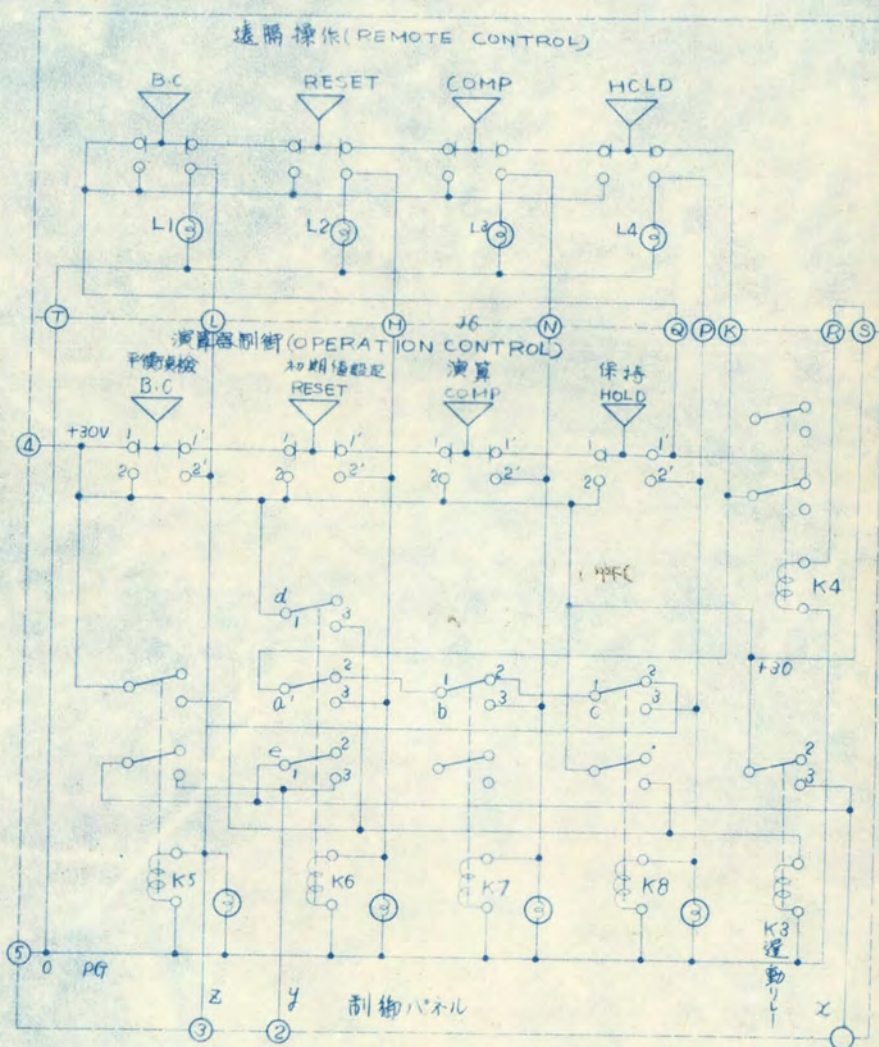
この場合に注意すべきことはいかなる動作指令を与えようと適切な動作順序をさせる必要があること及び押しボタンを一度押す操作によりその状態を次の指令まで保持するように設計することである。前者については選動リレーを使用することによりこれを実現している。本方式を使用した川崎航空機納入アナコンの制御回路<sup>(49)</sup>について説明する。

川崎アナコンで実施した制御回路を第1/図に示す。 $x, y, z$ の3種のリレーのオン、オフ状態及び制御状態は図中の表に示された通りであり、制御配列は (ii) 法を使用している。従って1回の押しボタン操作により“演算”に移る場合には如何なる状態から必ず“保持”の過程を経るよう設計する必要がある。

図示のように4個の押しボタンと4個の保持リレーと選動リレー及び補助リレー各1個よりなり、各演算状態においてはその押しボタンに対応するリレーが保持され、各リレーの信号を送ると共にリレーに並列に入ったランプによりその時の状態を示す。4個の押しボタンはいずれも2回路オン、オフ型のもので接点は“make before brake”となっている。

最初にリレー電源が入ると“平衡点検”用リレー ( $K_5$ ) のみに電流が送られ“平衡点検”になる。続いて他のボタンを押すとこれに対応するリレーは保持され、同時に他のリレーを保持していた回路は一時切れ、そのままオフとなる。ついで初期値設定のボタンを押すと、1-1'を開き2-2'が短絡すると  $K_6$  コイルが励磁され、 $a, d, e$  の各接点が2から3に移動する。故に  $K_6$  はボタンが1-1'に回復しても  $a, b, c$  の接点を通じ  $K_6$  を励磁し“初期値設定”の状態が保持される。 $d$  によつては選動リレー ( $K_3$ ) を通して  $x$  リレーが、 $e$  によつては  $y$  リレーが励磁され、 $z$  リレーはオフ状態にあり表に示す如くである。次に“演算”のボタンを押すと前記と同様の機構により  $K_7$  が励磁かつ保持され  $x, y, z$  のリレーはオフされる。この場合まず  $y$  リレーと  $z$  リレーが動作し、 $y$  がオフになり選動





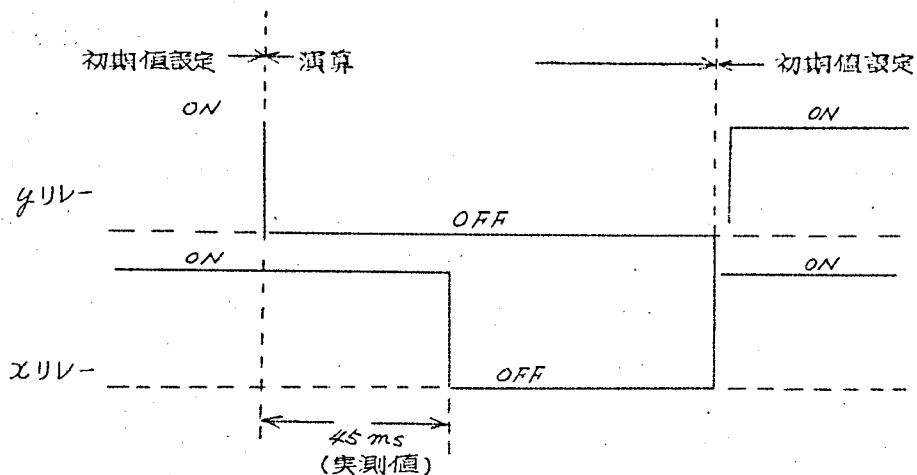
電源を供給しない  
状態を示す。

	B.C	RESET	COMP	HOLD
x	ON	ON	OFF	ON
y	ON	ON	OFF	OFF
z	ON	OFF	OFF	OFF

第11図 演算制御回路 (押ボタン機構)

リレー K<sub>3</sub> (約 50 ms 遅動) が続いてオフスリレーがオフとなる。エのみオン状態即“保持”状態であり所期の演算制御を行い得たことになる。“保持”を押せばもちろん保持状態を保ちうる。

次に重要な事項は“演算”より“初期値設定”に移る場合に遅動リレーにより逆に  $y$  がさきにオンとなり、ついでスリレーがオンとなることを避けることである。その理由は  $y$  のみオンの状態ではアナコン回路が一時崩壊し発散解を解くか如き接続となり演算終了時にパルス状の波形が現われるためである。この実施方式として  $y$  リレーの励磁電圧を K<sub>3</sub> リレーの接点 3 側より取出した。励磁の場合にはスリレー、次いで  $y$  リレーがオンになる。故に積分器がまず演算ループより切離され、演算終了時の不当信号出力を防いでいる。各リレーの動作の時間的関係を第 12 図に示す。



第12図 x, y リレー動作関係説明図

### (4.3) 遠隔操作

アナコンをシミュレータとして使用するような場合、制御回路の遠隔操作が出来ることが望ましい。例えば *Flight Simulator* として使用するような場合アナコン本体よりはなれた位置にある操縦席の近くで制御したい場合が起りうる。これに必要なものが制御回路の遠隔操作盤である。

これらが第11図の点線内であり、この部分のみが本体と隔れた位置に置かれ、本体または遠隔操作盤のいずれか一方のスイッチで操作出来る。このように遠隔操作部分と制御パネルの部分のスイッチは互にアソド回路、すなわち互に直列に接続されねばならない。なお、これらのスイッチにより制御される回路は互に同一のものであらねばならないためにこれら切換え回路は並列に接続されている。K<sub>4</sub>は遠隔操作盤を本体と接続するためのリレーである。第11図は押ボタンスイッチの場合であるがロータリスイッチで遠隔操作を実現する場合も同様にスイッチは互に直列に、スイッチによる信号は互に並列になるように接続すればよい。

## 〔V〕 制御リレー遮断時の逆起電力対策

制御リレーの励磁電圧を急に遮断する際にコイルに逆起電力を発生し、これにより演算誤差を与える、すなわちこのインパルスな電圧はコイルと増巾器初段グリッド間の絶縁抵抗を通じ積分し初期値電圧に変動を与えたり、この間の静電結合により積分器出力に“ひげ”と稱するインパルス波形を生じる。この点からは“演算”時にリレー励磁電源をオフすることは望ましくないがこれの対策としてはリレーのコイルと接点間を静電遮蔽することが考えうるがリレーの構造が複雑化する。一方逆起電力の値を小さくするためコイルに並列に容量を挿入しコイルのQを低下することが行われている。

次に静電遮蔽が出来ない場合に必要なりレーの絶縁抵抗及びインパルスの出力に及ぼす影響について計算しその程度を検討しておく。いまコイルのインダクタンスをL、端子間の容量をC<sub>R</sub>、遮断電流をIとすると、発生逆起電力Vは

$$V = I \left( L / C_R \right)^{1/2} \quad (10)$$

たとえば実測値  $L = 0.1 \text{ H}$ ,  $C_R = 50 \text{ pF}$ ,  $I = 0.02 \text{ A}$  を(10)に代入すると  $V = 900 \text{ V}$  となる。

このインパルスな電圧  $E_L(p) = V \cdot p$  が継電器の絶縁抵抗  $R_L$  および積分コンデンサCを通して積分されたとすると、出力電圧には

$$e_o = -V / CR_L \quad (11)$$

なる誤差電圧を生じる。

いま初期値電圧を50 Vとし、(11) に示す電圧変動が起つたとする。その値を0.1%以内におさえるためには  $C = 1 \mu F$  として、少なくとも  $R_L \geq 1.8 \times 10^4 M\Omega$  である。この点からも継電器の絶縁抵抗を大きくする必要がある。

静電結合による影響は接点間浮遊容量を  $C_{SR}$  とすると

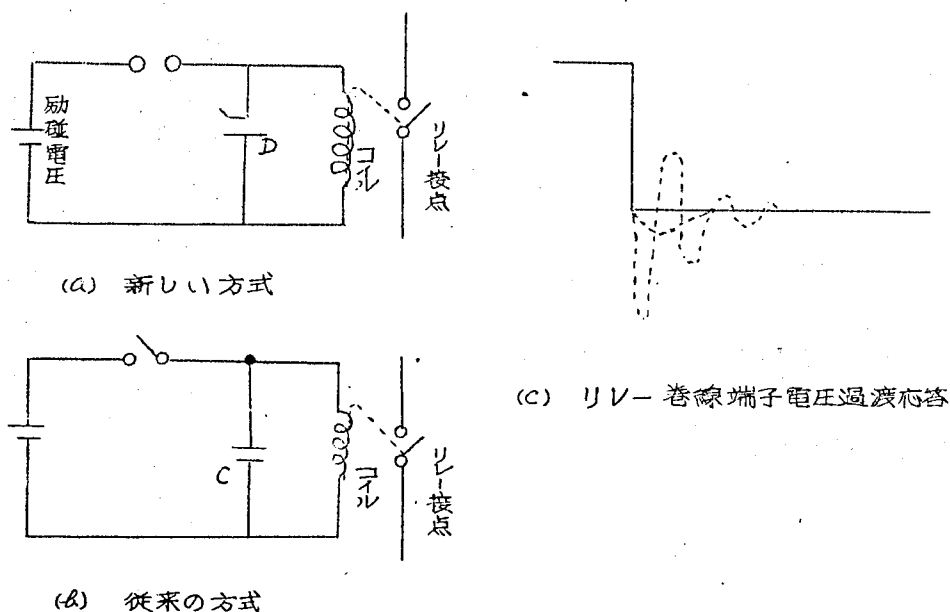
$$e_o = -\delta(C_{SR}/C) \quad (V) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$C = 1 \mu F$ ,  $C_{SR} = 10 pF$ ,  $\delta(V) = \delta(900)$  とすると

$$e_o = \delta(9) \times 10^{-3} V$$

このようにインパルスな波形を出力に生じることになりコイルと接点間を静電遮蔽することは重要である。

制御リレーには上記の逆起電力の問題と高速度動作の2つが要求される。従つてCによるQの低下法ではリレーの高速度動作の見地から不適である。著者がこれに対して行つた方法は図13(a)に示すようにコイルに並列



第13図 制御リレー遮断時の逆起電力対策

にダイオードを入れる方式<sup>(註)</sup>である。すなわちコイル両端生起電圧が正の範囲内においてはダイオードは非導通であり、急速に零電圧に到達する。零を越え負になるやDは導通しコイル内の振動電圧は減衰せしめられる。かくの如くダイオードの使用により動作時間を損うことなく逆起電力の影響を除去した。川崎航空KK納入アナコンに使用したダイオードは2GJOB<sup>(註)</sup>であり、数百ボルトの尖頭波は負の尖頭波値15V、2~3msに改善された。

## (Ⅵ) 各種制御回路

現在までに試作かつ製作された低速度型アナコンの一覧表を示すと第2表の如くである（印加電圧制御回路，電源制御回路については後述する）。運輸技術納アナコン，低速ポータブル，川崎航空機納アナコンの演算器制御の各段階における接続図を第14図～第16図に示す。このうち運輸技術アナコンのみに使用した特殊係数器の接続図を第17図に示す。

特殊係数器とは係数器の機能以外にスイッチの切換えにより演算増巾器として任意の伝達関数の近似が出来るものを称している。演算インピーダンスは抵抗，コンデンサそれぞれ2個ずつがRの場合には直列に，Cの場合には並列にパネル前面からプラグインが出来るように設計されている。しかもこれらのR，Cはそれぞれ直並列接続の切換えが， $S_2$ ， $S_3$ のスイッチで行える。川崎航空機納アナコンでは演算インピーダンスはすべてパッチボード裏に自蔵してれら増巾器との接続はすべてパッチボードで行えるようになっている。

川崎航空機納アナコンでは特殊非線型要素のバックラッシュ用コンデンサに放電用のリレーを使用し，次段増巾器のグリッド電流の影響を避けるように設計している。制御回路の系統図を第18図に示す。

(註) 日本無線製ゲルマニウムダイオード

尖頭逆耐電圧 50V，尖頭順電流 1.8A，出力平均電流 550mA

瞬間電流 25A，電圧降下 0.6V

第2表 各種制御回路一覧表

第1次試作機	運輸技術納アナコン	低速ポータブルアナコン	川崎航空技術納アナコン	
1チャンネル 単位電圧 同期 外部電圧 非同期 連続 断続	2チャンネル  左 同	1チャンネル  左 同	2チャンネル  左 同	印加電圧制御 回路
ロータリスイッチ 制御 (R. S)	R. S 制御 (1 信号 / 切換)	R. S 制御 (1 信号 / 切換)	相対タソ 制御 (1 信号 / 切換)	演算器制御方式
(1) Balance Check (2) Reset (3) Compute (4) Hold	(1) Balance Check (2) Reset (3) Motor on (4) Compute (5) Hold (6) Motor off	(1) Balance Check (2) Reset (3) Hold (4) Compute	演算器制御スイッチ, 記録計制御スイッチ (1) Balance Check (2) Reset (1) Recorder on (3) Compute (2) Recorder (4) Hold off	制御順序
ストランスファ(有線リレー)	高速度リレー	高速度リレー	高速度リレー	制御リレー
なし	なし	なし	なし	遠隔操作
Filament on High Voltage on High Voltage off Main off フルフォロー押ボタン制御	フルフォロー制御 (押ボタン)	スイッチ (スナッフ)	フルフォロー制御 (押ボタン)	電源制御回路

	Balance 平衡点検 Check	初期値設定 Paset	演算 Compute	保持 Hold
加算積分器				
加算器 (係数器)				
特殊係数器 係数器以外の演算増 幅器の機能をもつ				

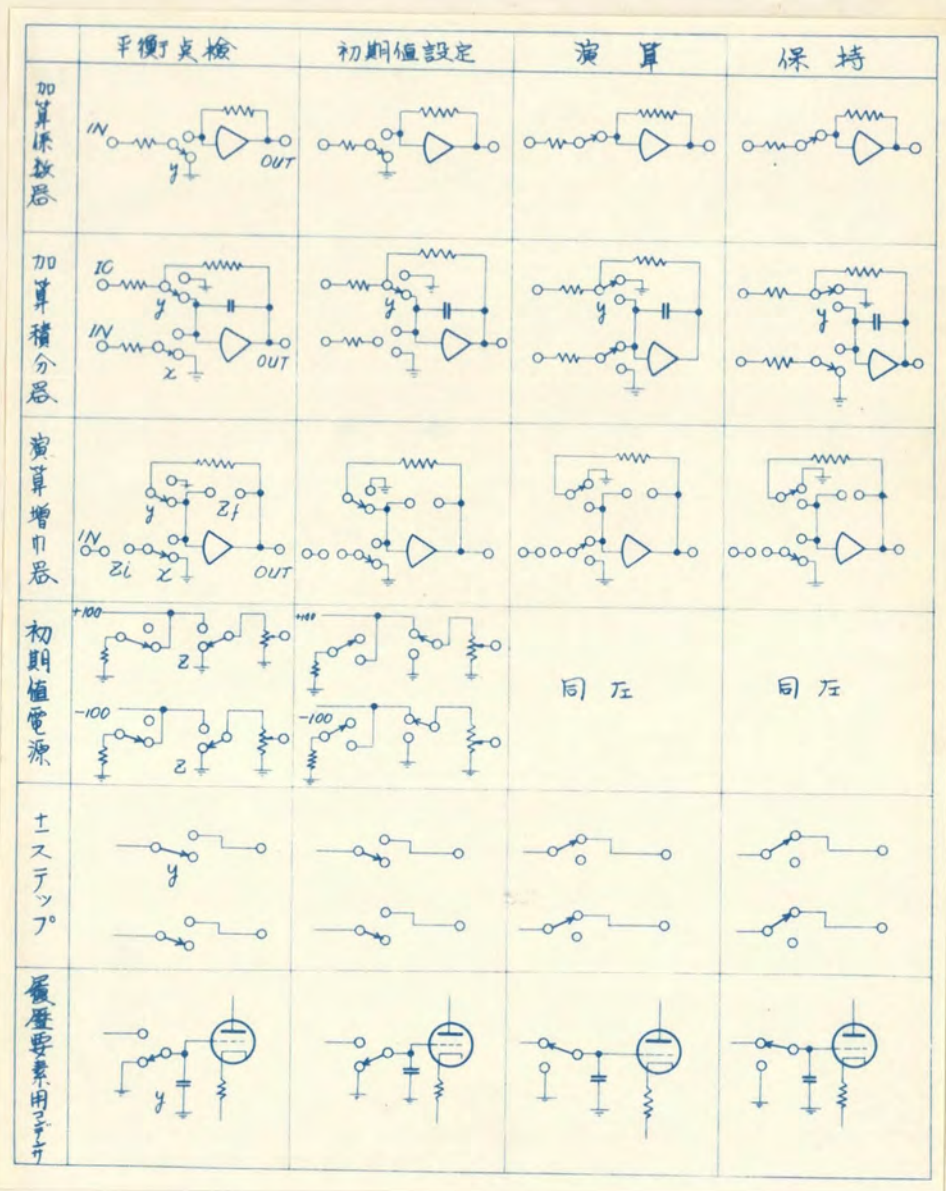
第14図 運輸技研ナリソ演算器制御回路



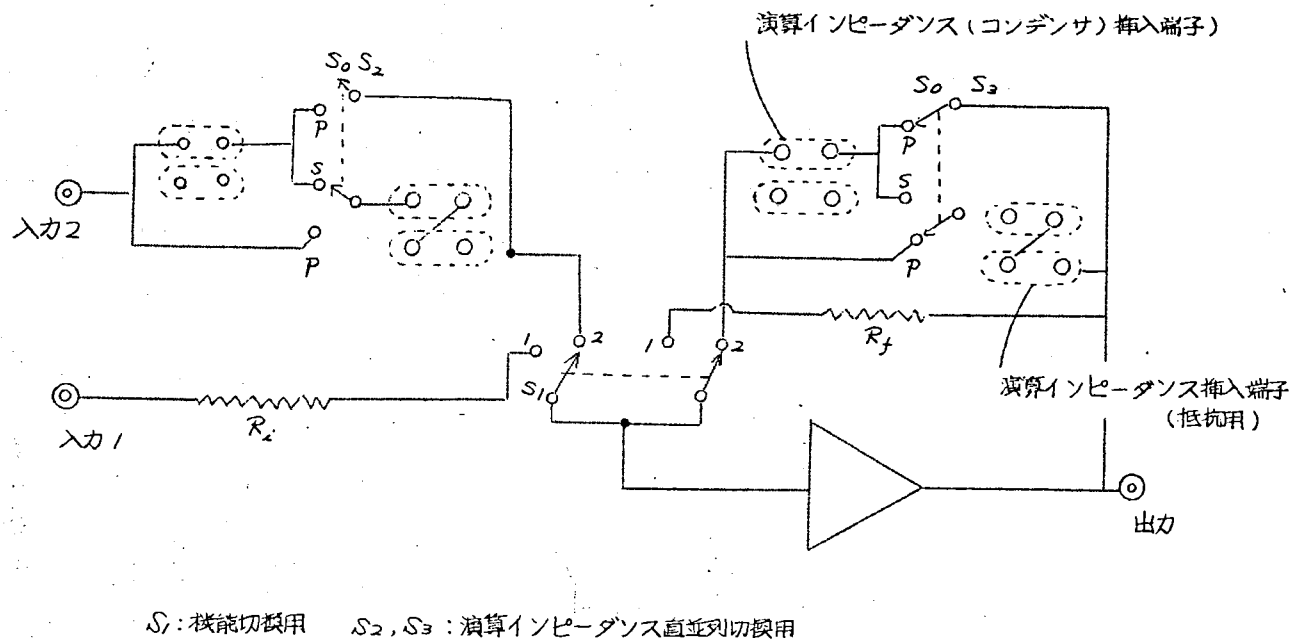
	平衡点検 Balance Check	初期値設定 Reset	保持 Hold	演算 Compute	休止 Rest (Compute時)
加算積分器		同左			
加算係数器		同左			同左
加算演算器		同左			同左
加算器		同左		同左	同左
引算器		同左		同左	同左
初期値設定用 ポテンシオメータ					同左

第15図 低速型ポータブルアナコン制御回路

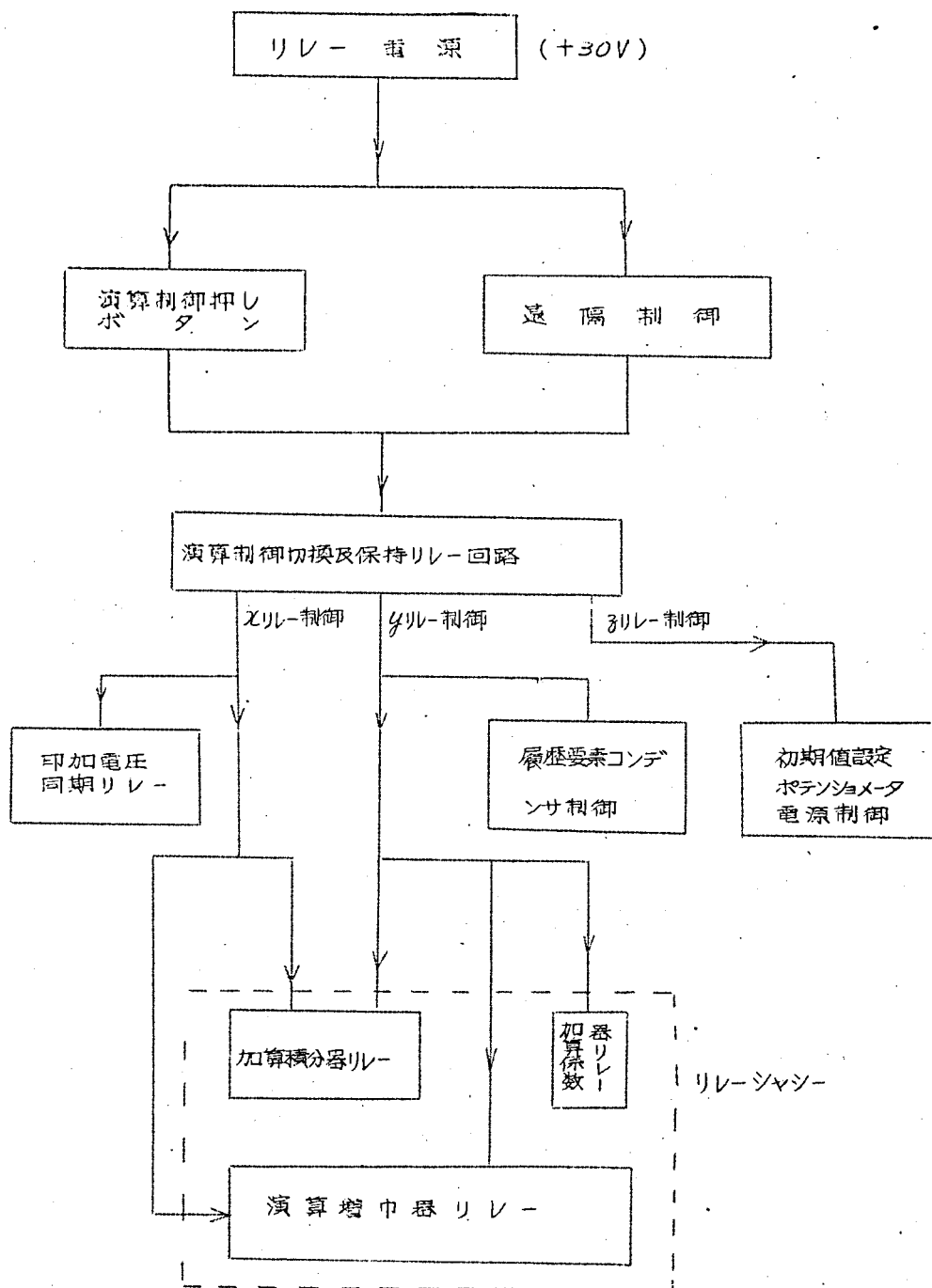




第16図 川崎航空機網アナコン演算器制御回路



第17図 特殊係数器結線図



第18図 川崎航空機納アナコン制御回路

## (Ⅶ) 印加電圧制御回路、電源制御回路

### (7.1) 印加電圧制御回路

印加電圧制御回路は印加電圧を制御する回路であり、通常1乃至2個を備える。これらは単位電圧または任意電圧を演算回路に挿入する場合に用いられ制御方式を大別すると第3表の如くなる。

第3表 印加電圧制御方式

単位電圧 (±100V)	}	同期	{	連続
外部信号電圧				
		非同期		断続

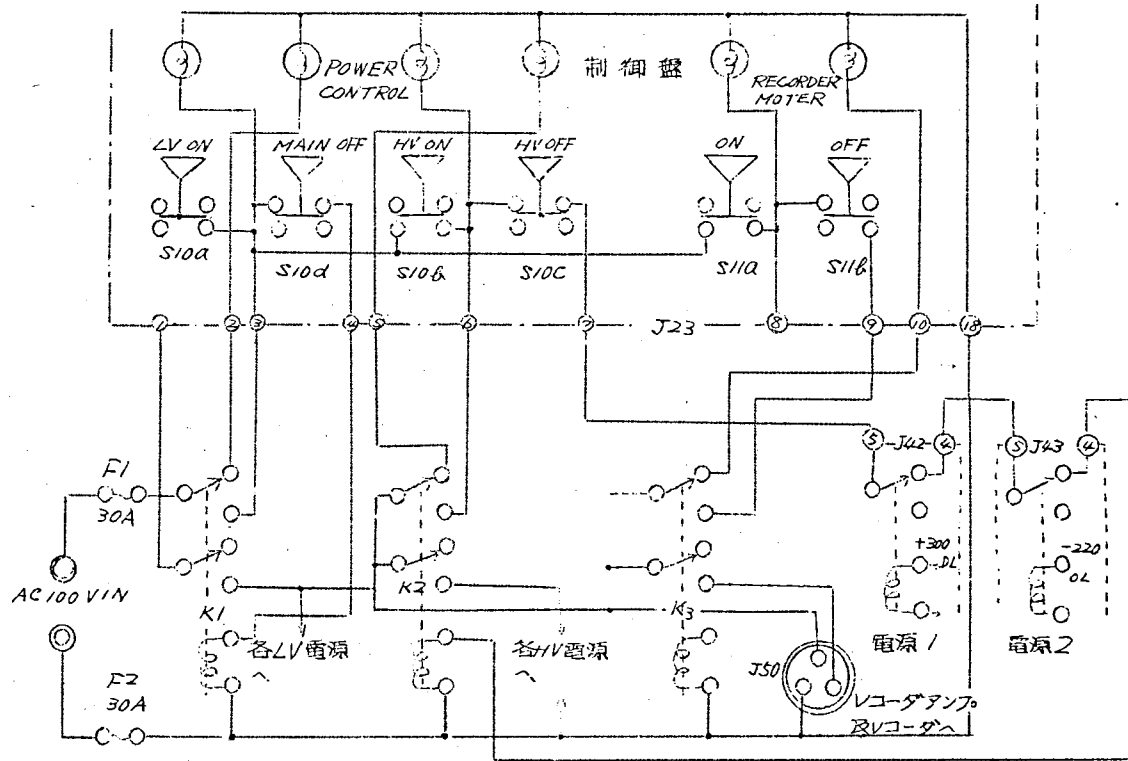
印加方式としては演算器制御回路の“演算”に同期して入る場合とこれと全く無関係に加えられる非同期がある。非同期の場合には信号を連続のまゝまたは断続して加えるに依る“断続”スイッチを有している。この制御方式で特に注意すべきことは外部信号電圧を利用して単に印加電圧を変えるだけでなく、この端子に演算回路の出力を接続し計算中にスイッチで方程式の変換が行えることである。この方式については第1次試作機以後変更していない。

### (7.2) 電源制御回路

電源をフルアンプで制御する回路で大型機のみを使用している。押ボタンにより次の4段階に制御出来る。

- |            |            |
|------------|------------|
| (i) フイラメント | (ii) 高圧イオン |
| (iii) 高圧オフ | (iv) 主電源オフ |

起動は上より順次下のボタンを押せばよいのであり、各段階はランプ点灯により指示される。川崎航空機納アナコンの電源制御回路を第19図に示す。



第19 電源制御回路 (川崎航空機納了ナコン)

## (Ⅷ) 自動プログラミング<sup>(57)</sup>への利用

演算器制御回路，印加電圧制御回路等を融合し，これらを有機的に動かせることにより計算機の操作を自動化することが出来る。これが自動プログラミングといわれるものであり，将来アナコン制御回路の本筋となるべきものである。すなわち演算器の出力に適当な判断回路を挿入し，その結果により計算方式の制御，演算器の制御等を遂行，計算操作をすべて論理回路の判断により自動的に遂行し所定の出力を得るための装置である。例えば一定時間計算後予め設定されたプログラムによりパラメータまたは初期値電圧を変更し全計算を順次繰返しこれを完了させるような操作である。

これら制御回路を構成する主要要素としては従来前述の制御回路以外に判断要素となるべき比較器，操作準備時間を与える遅延要素，操作を行わせるリレー群，セレクタスイッチ，カウンタ，記憶要素等が必要となる。これらの接続如何により種々のプログラムの自動化が行いうる。手順の一例を示すと次の如くである。

- (1) 比較器の動作
- (2) 信号保持（記録計回転停止）
- (3) 計算方式の変更，初期値の設定値の変更
- (4) 新しい初期値設定
- (5) 計算（記録計回転）
- (6) 比較器の動作（以上繰返す）
- (6) 計算終了用（電圧または時間により設定）  
比較器の動作
- (7) 計算停止

### (8.1) 自動プログラミング 例1

第20図に考え得る自動プログラミング制御回路の一例を示す。与えられた問題は $n$ 階の微分方程式中 $m$ 階の微分値がある値に達した時に計算を停止し， $m+1$ 階の微分値のみを反転し，これを初期値として同じ計算式で再び計算を続け $T$ 秒間の現象を自動的に記録したいような場合に用いられるべき回路図である。弾性体が面に落下し弾かれ，次第に減衰する現象はこの回路方式で自動的に計算出来る。



点の電圧が $E_1$ に達すると比較器1が動作し記録計を停止すると同時にリレーをオンし全計算機を保持の状態に置く。比較器の出力の一部は遅延回路 $D_1$ に入りある時間経過後、 $U$ リレー群及び $U$ リレーを動作させ演算器をリセットすなわち初期値設定可能状態に置く。 $U$ リレーとしては例えばヒレクタ・スイッチの如きものが使用され、これに予めプログラムされた順序にもとずき方程式の変換、初期値電圧の変換、制御リレー回路の制御等が行われる。第16図の場合には積分器1（または2）の保持電圧の異符号値を積分器2（または1）の初期値電圧にすべく切換えられる。なお積分器2がリセットされても積分器1が保持される必要があるため $U$ リレーが演算器制御リレーに直列に挿入されている。 $U_1$ 、 $U_2$ は適当な遅延回路を通して順次制御される。続いて $D_2$ 遅延回路を経て演算器は新たな計算条件にもとづき計算を開始する。なお同時に記録計が回転する。以上の操作は比較器1が動作する限り自動的に続行され、従来数回～数十回にわたり手で操作されて得られた解がすべて自動的に行われることになる。比較器2は演算器停止用であり、図示の場合では積分器1を併用して秒の経過後に比較器を動作せしめ、 $U$ リレーを動かし演算器を停止させる。続いて $D_3$ を経て $U$ リレー群をリセットしすべてを完了する。

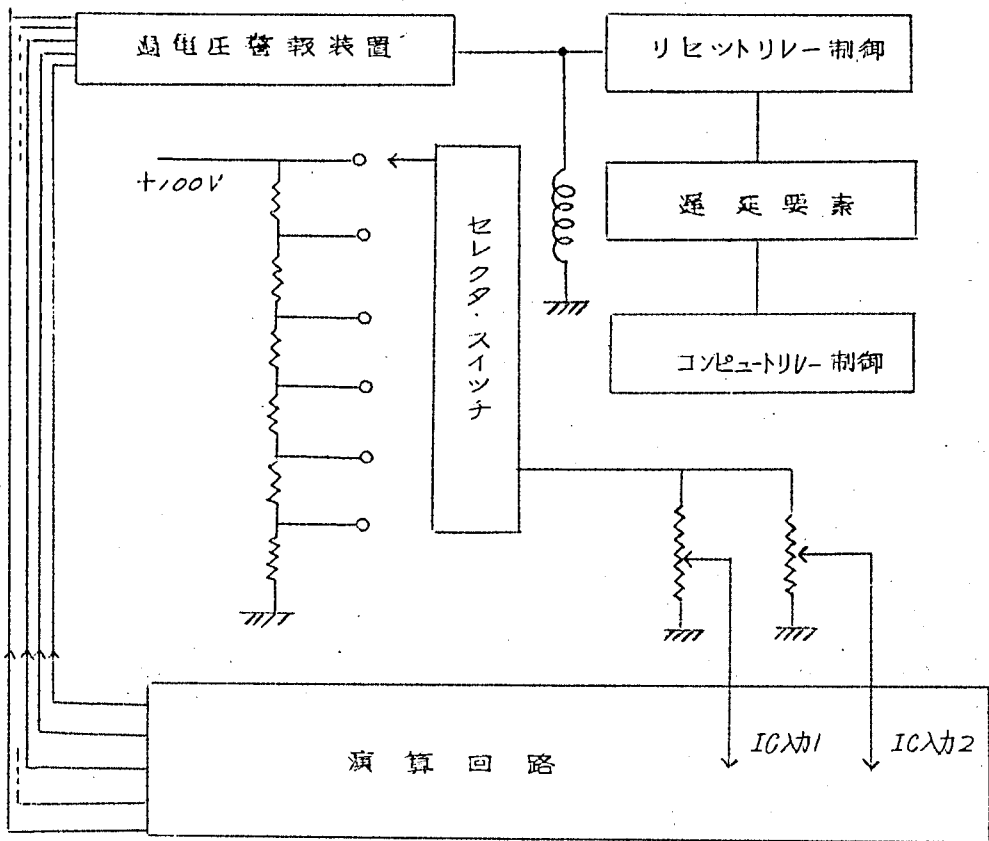
## (8.2) 自動プログラミング 例2

低速アナコンにおける電圧変換係数の選び方、すなわち初期値電圧の入れ方は演算要素の飽和及 $SN$ 比に關係して困難な場合が多い。すなわち係数が大きい時は飽和しやすく小さすぎると信号レベルが小さくなり誤差が増大する。過負荷の標示装置で演算を停止し初期値供給電圧を下げて再演算する装置を設けることにより自動的に適当な初期値電圧で動かせることが出来る。第21図にこの場合の回路を示す。

## (8.3) パンチカードによる処理

回路の切換、設定値の変更等はディジタル計算機で用いる論理回路を使用することにより容易に行いうる。例えば係数用ポテンシオメータのカードによる設定である。従来演算回路の接続はフリパッチボードにより行えることが出来たが、係数用ポテンシオメータはその都度設定している。カ





第21図 自動プログラミング 例2

ードによる設定が可能ならばポテンシオメータの設定値の貯蔵も出来ることになる。演算器の接続についてもフリパッチボードのカード化が考えられるはずである。これらについては今後検討する予定である。

以上の如き操作は制御要素の適当な変更によりどのようなにも変えうるものである。従って計算機本体以外に前記比較器、遅延要素、リレー、セレクト・スイッチ、カウンタ等を数多く自蔵するアナコン制御回路用筐体を有し、これを計算機と組合せて使用することが便利である。特定の機能についてはフリパッチ方式を使用しデジタル計算機のサブルーチンのように自蔵することが重要であろう。

## (Ⅸ) 結 言

現在までに著者が設計に関係した低速度型アナコンの制御回路をまとめて考察した。この部分の誤差の理論的考察、対策並びに実用化する上での実際面の問題について記述した。現在では殆んどこの回路に肉する精度面からの問題点はほぼ解決された感があるが制御リレー等の部品に肉する検討は益々行われねばならない。更に最近の傾向として制御の容易さが強調されて来ている。例えば押しボタン制御遠隔操作がこれであり将来は自動プログラミングが重要な課題になるであろう。今後はこの方面について検討を行う必要がある。

第6章 各種誤差の測定法及び  
試作装置の概要

## 第6章 各種誤差の測定法及び試作装置の概要

### (I) 緒 言

前章において低速度型アナコンの単体誤差（積分器）、総合演算誤差について、理論的及び実験的に検討した結果を詳述し、誤差の主因を明示し、これの対策並びに設計基準を明らかにした。本章ではこれらの誤差を測定する代表的なものについて説明し、実測値を示した。

終りに第1編のむすびとして著者が主となって試作及び設計した低速度型アナログ計算機の概要について説明し、試作機より製品化に至る間の設計上の変遷を示して、その研究経過の装置への反映を明らかにする。

### (II) 誤差測定法

#### (2.1) 概 要

演算器の誤差測定の方法としては大別すると次のようになる。

(1) 演算器単体の誤差を測定する。

(2) 総合演算誤差の測定

(3) 誤差の原因になる箇所の数値測定（部品の測定を含む）

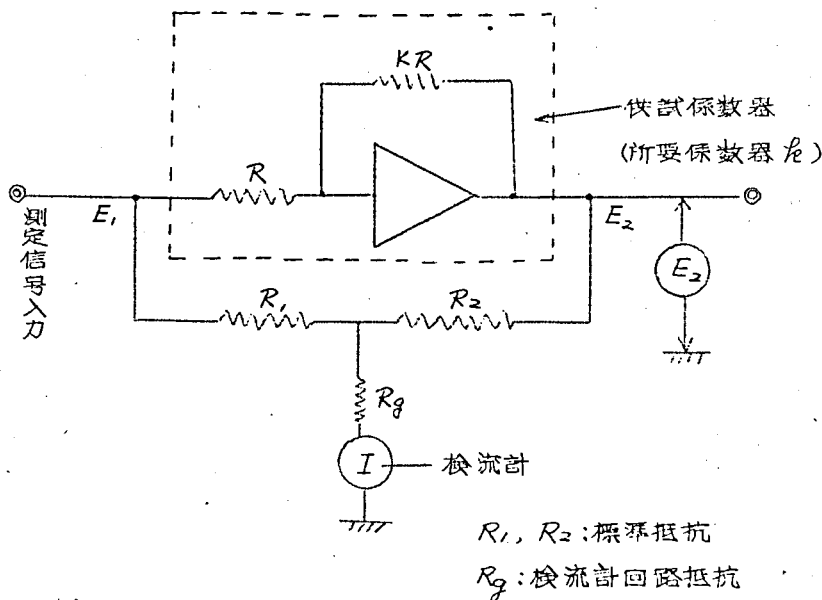
例えば(1)を積分器について考えると直流入力特性、初期値設定特性、保持特性、積分抵抗の係数比特性などがある。(2)についてはサークルテストが総合演算誤差判定の目安として行われる場合が多く振巾及び周波数誤差の二つについて測定する。既知解の方程式を解くことも屢々用いられる方法である。演算器の組合せもアトランダムでなければならない。(3)は(1)(2)の誤差原因となる因子について定量的な値を求め、理論的に(1)(2)を否定する方法である。演算器のドリフト測定、グリッド電流、増巾器の周波数特性の測定、各部電圧測定、各種部品の寿命特性等はこの類である。ここでは主として(1)(2)の誤差測定の方法と実測結果の一例についてのべる。

#### (2.2) 各種係数比の測定

加算係数器、加算積分器の係数比、積分器の初期値設定係数の測定はす

べて以下にのべる方法に準じて行う。第1図に測定回路を示す。検流計を流れる電流  $I$  はテスナンの定理より

$$I = \left\{ \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_2 \right\} / \left\{ R_g + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right\} \dots\dots\dots (1)$$



第1図 係数比測定回路

いま実際の係数比を  $k(1 + \varepsilon)$  とし、 $\varepsilon$  を誤差、 $k$  = 正確な係数比とすると、

$$E_2 = -k(1 + \varepsilon) E_1 \dots\dots\dots (2)$$

(1), (2) より

$$I = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} E_1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} k E_1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} k \varepsilon E_1}{R_g + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \dots\dots\dots (3)$$

$R_2 = R_1 k$  とすると

$$I = - \frac{\frac{R_2 \varepsilon}{R_1 + R_2} E_1}{R_g + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (4)$$

$$R_g \ll \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ とすると (4) より } \varepsilon \simeq I R_1 / E_1 \quad (5)$$

となり  $I$  より  $\varepsilon$  を逆算出来る。

例えば (4) において  $R_1 = R_2$  ,  $R_g = 0.26 \text{ k}\Omega$  ,  $E_1 = 100 \text{ V}$  とすると  $\varepsilon$  は

$$\varepsilon (\%) = 1.0052 \times 10^5 \times I (A)$$

$10^{-6} \text{ A}$  について  $0.1 \%$  の感度で測定出来る。 $E_1$  として直流入力に加えられる場合にはこの誤差は殆ど演算抵抗値の誤差で決り、ブリッジで予め測定された演算抵抗値を参照してこれらを適当に組合せて使用すればこの誤差を  $0.05 \%$  以下にすることは容易である。入力信号に正弦波を加えた交流特性、入力信号の種々の値について測定される場合もある。第1表に加算係数器の係数比の交流特性の実測値の一例を示す。

## (2.3) 積分器単体の誤差測定

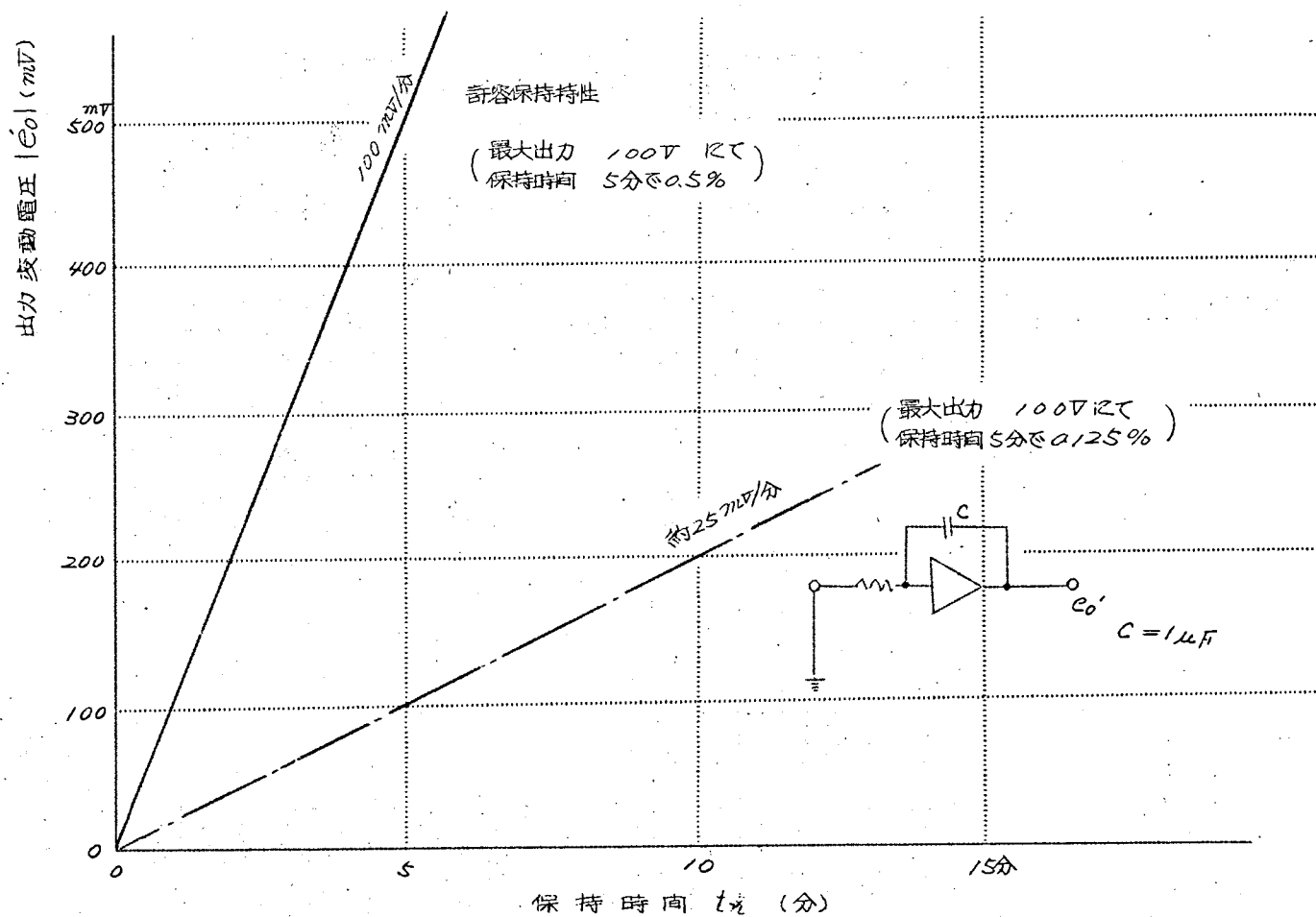
### (2.3.1) 積分器保持特性の測定

積分器特有の特性である。保持特性の誤差原因としては  $C$  の両端の漏洩抵抗による放電及びドリフト、グリッド電流によって生ずるオフセット電圧の積分による誤差である。これらのうちオフセット電圧が主なるものであり、充分に平衡がとられた増巾器ではこの値は極めて小さく出来る。測定は“信号保持”の状態で出力電圧の変化を実測すればよい。第2図は保持特性の代表的な一例を示す。 $25 \text{ mV/分}$  で変化し  $100 \text{ V}$  出力で保持時間5分で  $0.125 \%$  に相当する。積分器14台について  $\pm 100 \text{ V}$  の初期値電圧を充電した場合の誤差電圧及び保持誤差電圧を測定した結果を第2表に示す。単体精度  $0.1 \%$  を確保するのに充分な値である。

第1表 係数器交流入力特性誤差測定例

	$w$	$\frac{\pi}{K}$										
			1	1	1	1	1	1	4	4	10	10
$A_1$	10	50	0.17	0.15	0.15	0.17	0.17	0.15	1.0	0.8	2.7	2.7
		100	0.25	0.17	0.17	0.27	0.25	0.17	1.5	1.3	3.5	3.3
	25	50	1.8	1.4	1.3	1.8	2.0	1.5	1.0	1.0	3.2	3.2
		100	3.2	1.7	1.5	3.0	3.5	2.0	2.0	2.0	5.1	5.0
	50	50	2.1	1.5	1.4	1.8	2.2	1.6	1.0	1.0	3.5	3.5
		100	3.6	1.8	1.7	3.0	4.2	2.3	2.0	1.8	5.5	5.4
	100	50	2.2	1.6	1.5	2.0	2.8	1.8	1	0.8	3.7	3.7
		100	3.7	2.2	2.0	2.8	5.3	2.8	2.4	2.2	6.5	6.3
	10	50	1.5	2.2	1.5	1.9	1.7	1.5	2.2	3.5	3.0	3.0
		100	1.8	3.7	2.0	3.0	2.5	1.8	4.5	7.2	3.8	3.8
$A_2$	25	50	1.4	1.8	1.4	1.6	1.5	1.8	1.0	2.2	3.7	3.6
		100	1.6	3.0	1.6	2.2	1.8	3.0	1.6	4.2	5.8	5.8
	50	50	1.5	2.2	1.4	1.8	1.6	2.2	1.0	2.2	4.0	3.9
		100	1.8	3.5	1.8	2.8	2.2	3.7	1.6	4.5	5.3	6.3
	100	50	1.8	2.7	1.7	2.3	2.1	3.1	1	2.2	4.3	4.3
		100	2.6	4.5	2.2	3.7	3.1	5.4	1.8	4.3	7.8	8.6
	10	50	1.8	1.7	1.4	1.7	1.5	1.5	1.0	1.0	3.0	3.2
		100	2.8	2.4	1.6	2.5	1.8	2.0	1.5	1.2	4.2	4.2
	25	50	2.2	2.0	1.6	2.0	1.5	1.7	1.4	1.2	3.8	3.8
		100	3.8	3.1	2.0	3.2	1.6	2.7	2.6	2.0	6.2	6.2
$A_3$	50	50	2.3	1.8	1.6	2.0	1.4	1.7	1.3	1.2	4.0	4.0
		100	4.0	2.8	2.2	3.0	1.5	2.6	2.5	2.0	6.6	6.5
	100	50	2.5	1.7	1.8	1.9	1.5	1.7	1.2	1.0	4.0	4.0
		100	4.3	2.7	2.5	2.7	2.0	2.3	2.3	1.7	6.5	6.5

但し  $A_1, A_2, A_3$  : 加算係数器番号  $K$  : 入力振巾電圧  
 $\pi$  : 入力倍率  $w$  : 入力周波数 数値は 10.0 が 0.1  
 %に相当する。



第2図 積分器 - 保持特性



第2表 保持特性実測結果

積分器名	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$I_4$	$I_5$	$I_6$	$I_7$
+100 V	35	-3	-6	+9	-13	-9	-5
+保持	25	+3	-6	+10	-30	0	+9
-100 V	-35	+3	+9	-5	+17	+12	+5
-保持	-40	+9	+9	-6	+32	+32	+18

積分器名	$I_8$	$I_9$	$I_{10}$	$I_{11}$	$I_{12}$	$I_{13}$	$I_{14}$
+100 V	-16	+15	+9	+13	+23	+27	-2
+保持	-10	+22	+6	+13	+13	+32	-10
-100 V	+16	-10	-5	-16	-20	-27	+3
-保持	+32	0	+10	+6	-4	-14	+10

±100 V は±100 V 充電した時の誤差電圧 100 mV で 0.1% である。

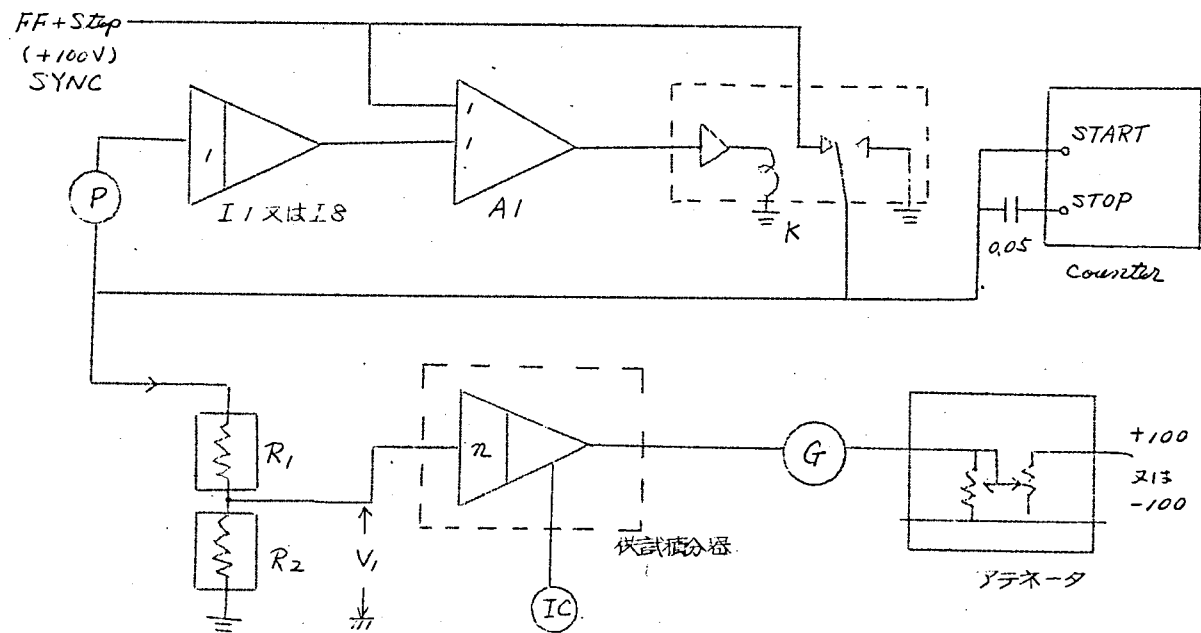
±保持 保持後1分の出力電圧値を示す。

### (2.3.2) ステップ入力特性

測定回路を図3に示す。Pなるポテンシオメータと $I_1$ 又は $I_8$ で計測する測定時間(積分時間)を設定する。"演算"指令と同時に積分器 $I_1$ 及び供試積分器の入力に所定電圧が印加される。 $I_1$ の出力が所定電圧以上に達すると比較器Kが動作し、2つの積分器への入力が遮断される。同時にこの間の時間がカウンタで測定される。供試積分器の出力にはカルバGが接続され正しい積分を行う場合に予め零に設定しておくことにより積分時間の誤差が測定出来る。この誤差は高精度アナコンでは積分器演算インピーダンスの不正で殆ど決る。誤差 $\varepsilon_+$ 、 $\varepsilon_-$ は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_+ &= \left\{ \frac{I(\text{出力} - t_1 \text{秒後出力})}{t_1 V_1} - 1 \right\} \times 100 \% \\ \varepsilon_- &= \left\{ - \frac{I(\text{出力} - t_2 \text{秒後出力})}{t_2 V_1} - 1 \right\} \times 100 \% \end{aligned} \right\} \cdots (6)$$

積分器14台を有する装置について実測された一例を図3表に示す。測



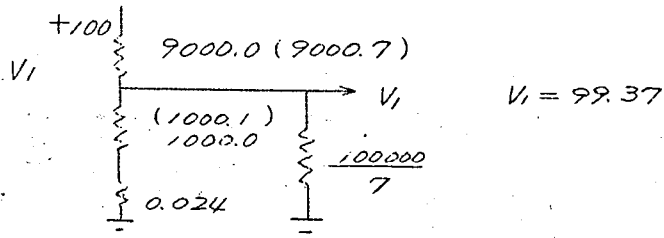
第3図 積分器のステップ応答測定回路

第3表 積分器のステップ応答測定結果

	IC 出力	$t_1$ 秒後出力	$\varepsilon + \%$	IC 出力	$t_2$ 秒後出力	$\varepsilon - \%$
I 1	+100.01	+1.00	-0.39	0.00	-99.04	-0.36
I 2	+99.98	+1.06	-0.48	0.00	-99.98	-0.32
I 3	+99.97	+1.14	-0.57	0.00	-99.91	-0.39
I 4	+99.99	+1.38	-0.79	0.00	-99.70	-0.60
I 5	+99.97	+1.06	-0.49	0.00	-99.99	-0.31
I 6	+99.97	+1.49	-0.92	0.00	-99.62	-0.68
I 7	+99.97	+1.41	-0.84	0.00	-99.64	-0.66
I 8	+99.98	+1.29	-0.66	0.00	-98.53	-0.84
I 9	+100.00	+1.20	-0.54	0.00	-98.66	-0.71
I 10	+99.99	+1.00	-0.35	0.00	-98.76	-0.61
I 11	+100.00	+0.76	-0.10	0.00	-99.10	-0.27
I 12	+100.01	+0.44	+0.21	0.00	-99.43	-0.06
I 13	+100.02	+0.89	-0.25	0.00	-99.05	-0.32
I 14	+99.99	+0.05	+0.60	0.00	-99.89	+0.52

但  $t_1 = 99972$  (I1~I7)  $10.0032$  (I8~I14)

$t_2 = 99926$  ( " )  $10.0001$  ( " )



測定結果は不良であり、殆ど 0.5% 以上の誤差を有している。その原因は積分コンデンサの枯化による定数変化であることが明らかとなり、この結果をもとにしてコンデンサ材料の検討を行った。現在のものは 0.1% 以内に収まっている。この測定に用いた測定器は下記の如くである。

P: ポテンショメータ, 積分時間が約 10 秒になるように調整

R1: 精密接栓抵抗器 RPS02 No 704F9 (YEN)

R2: " No 704F10 ( " )

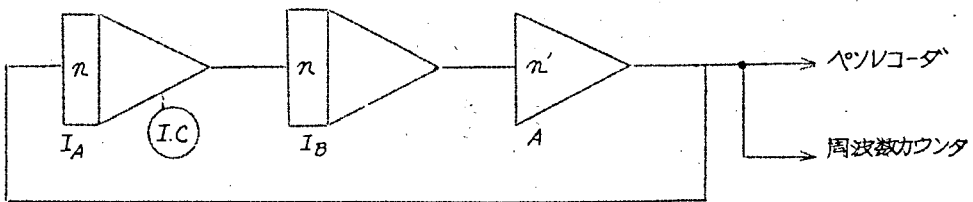
G : GALVANOMETER D-2LD (YEW)  
 ATT : 4ダイヤル電位差計式抵抗器 WDP-410 N787G10 (YEW)  
 COUNTER : ELECTRONIC COUNTER MODEL 524B (Rp)

START IN slope + level  $8 \times (+6) V$   
 STOP IN slope - level  $16 \times (-6) V$

## (2.4) 総合誤差の測定

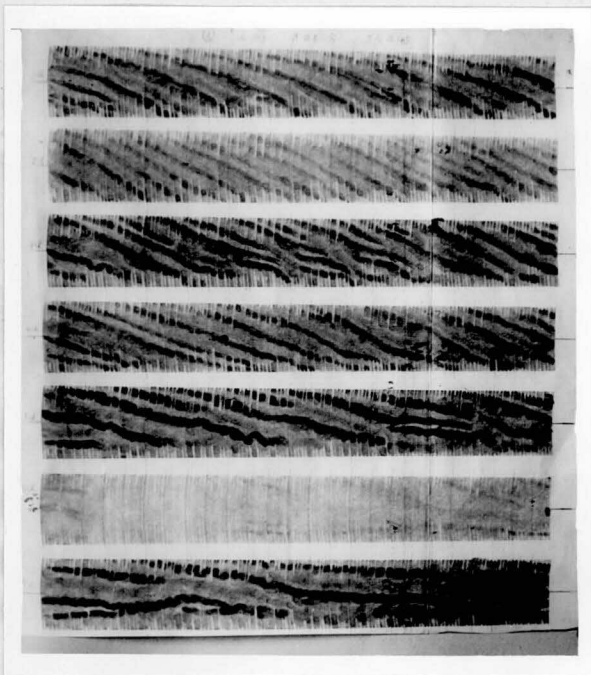
### (2.4.1) サークルテスト

第3.4章の解析で示したように線型微分方程式をとした時に生ずる総合誤差は  $\omega \leq 10 \text{ rad/sec}$  以下では殆ど積分器から発生する誤差によって支配される。しかもその値が積分時定数がそれぞれ相等しい時には階数に無関係に決る特長がある。この点で誤差判定の容易であるサークルテストが総合誤差の目安を与える必要条件として行われる。すなわち連続振動の条件で、発散及減衰度から振巾誤差を発振周波数のずれから周波数誤差を判定する。第4図に測定回路を示す。第5図に振巾誤差の測定結果の一例を示す。これを曲線で図示したものが第4章第29図である。



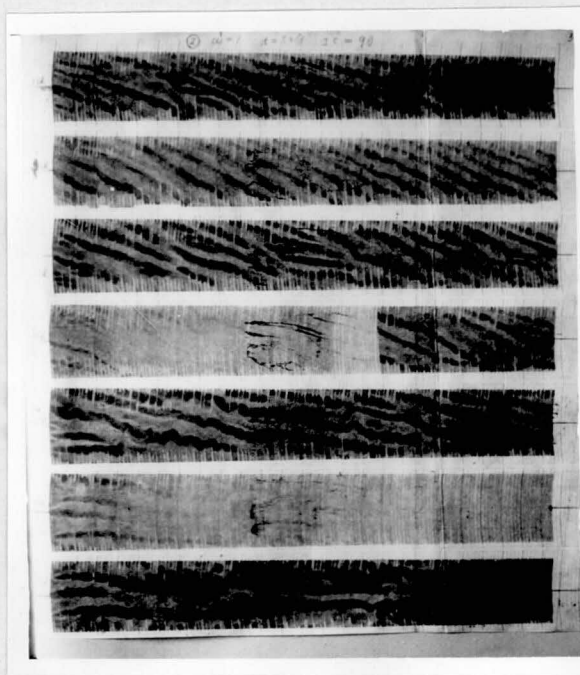
第4図 サークルテスト接続図

積分器14台を有するアナコンについて  $\omega = 1 \text{ rad/sec} \sim \omega = 200 \text{ rad/sec}$  にわたる実測結果であり、 $\omega = 10 \text{ rad/sec}$  以上では係数設定回路の誤差が変動し解がばらついている。 $\omega = 1 \text{ rad/sec}$  30秒演算の誤差 0.15%は高低密ポリエチレンを使用することにより始めて得られる結果である。



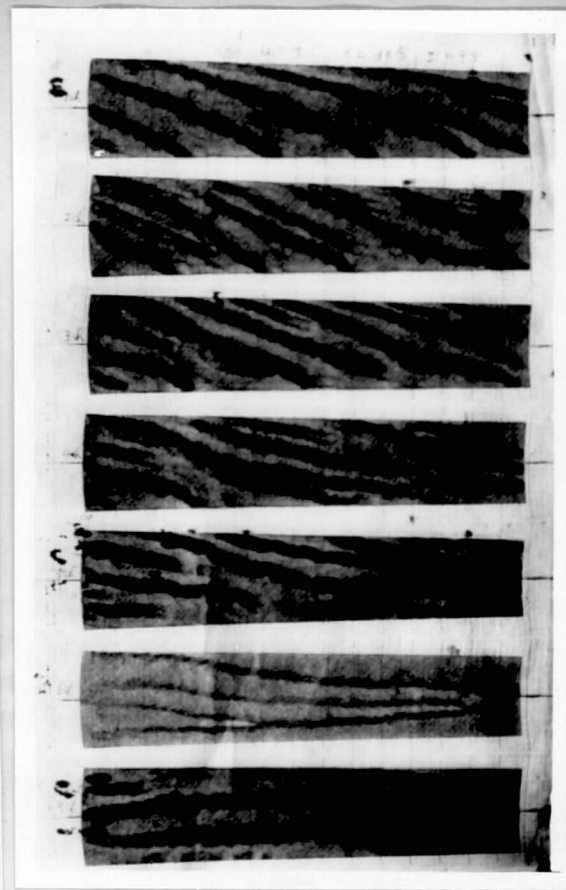
$\omega = 1 \text{ rad/sec}$   $t = 50 \text{ 分}$  (全記録時間)

初期値電圧  $IC = 45V$



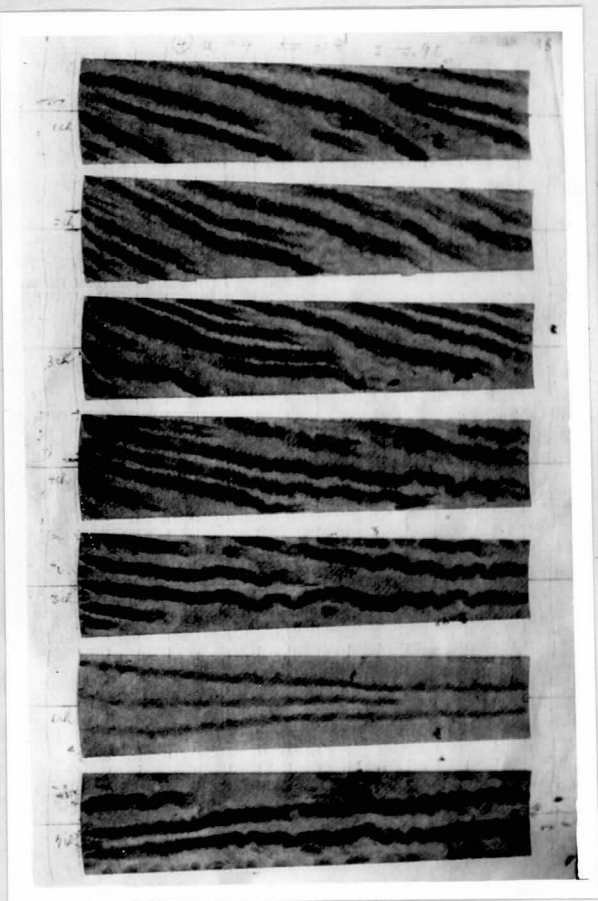
$\omega = 1 \text{ rad/sec}$   $t = 50 \text{ 分}$  (全記録時間)

$IC = 90V$



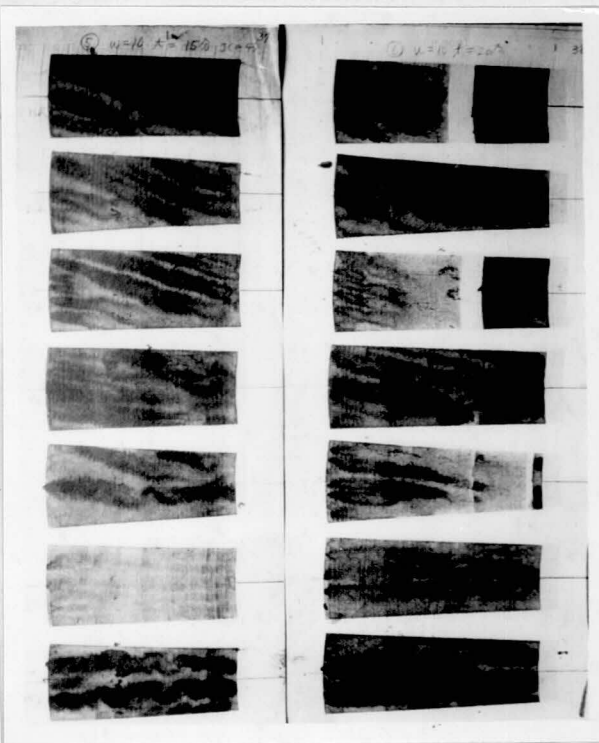
$\omega = 4 \text{ rad/sec}$   $t = 30 \text{ 分}$

$IC = 45 \text{ 分}$



$\omega = 4 \text{ rad/sec}$   $IC = 90 \text{ V}$

$t = 30 \text{ 分}$



$\omega = 10 \text{ rad/sec}$

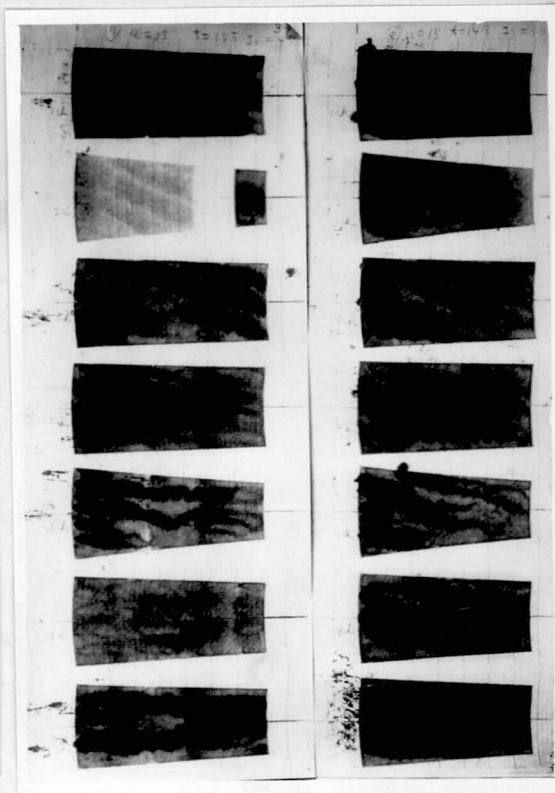
$t = 15 \text{ 分}$

$IC = 45 \text{ V}$

$\omega = 10 \text{ rad/sec}$

$t = 20 \text{ 分}$

$IC = 90 \text{ V}$



$\omega = 15 \text{ rad/sec}$

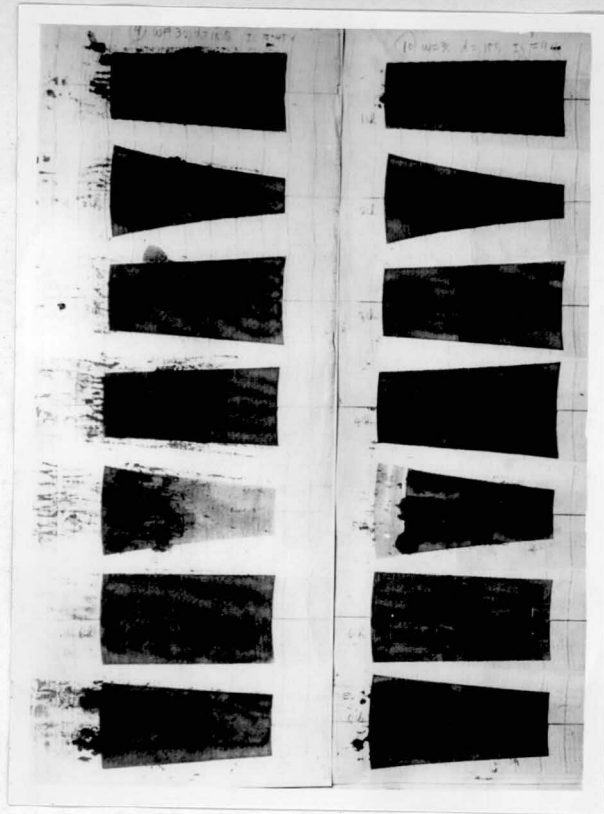
$t = 15 \text{ 分}$

$IC = 45 \text{ V}$

$\omega = 15 \text{ rad/sec}$

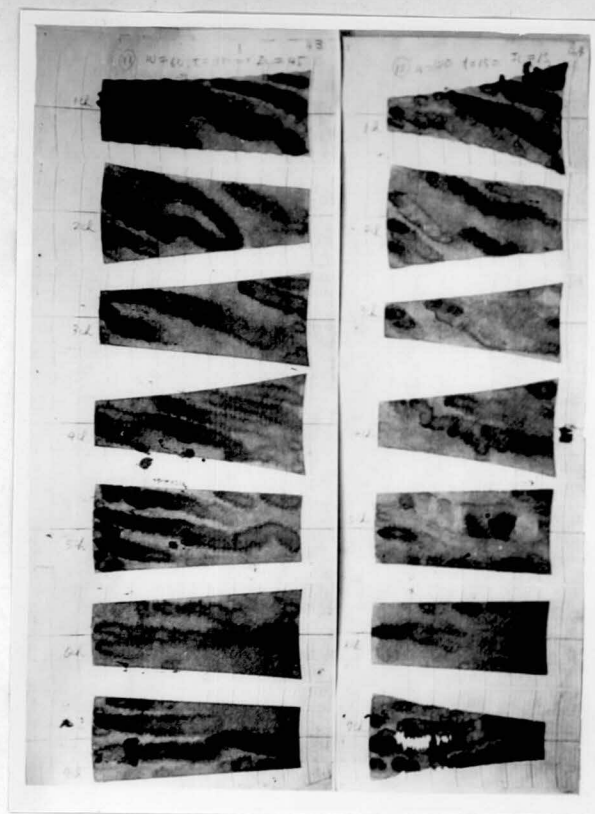
$t = 14 \text{ 分}$

$IC = 90 \text{ V}$



$\omega = 30 \text{ rad/sec}$   
 $t = 15 \text{ 分}$   
 $IC = 45 \text{ V}$

$\omega = 30 \text{ rad/sec}$   
 $t = 15 \text{ 分}$   
 $IC = 90 \text{ V}$



$\omega = 60 \text{ rad/sec}$   
 $t = 350 \text{ sec}$   
 $IC = 45 \text{ V}$

$\omega = 100 \text{ rad/sec}$   
 $t = 150 \text{ sec}$   
 $IC = 45 \text{ V}$

# 第5図 サークルテスト実験例

1/4台の積分器を使用レフ組のサークルテストを行つた  
 実験結果

(2.4.2)  $\epsilon$  と平均毎秒当り減衰率  $\mathcal{E}$  との関係

サークルテストから誤差  $\epsilon$  を求める場合に  $\epsilon$  が小さいとして平均毎秒当りの減衰率から実測値  $\mathcal{E}$  を決定する。故に  $\epsilon$  の小さい範囲では充分  $\epsilon \approx \mathcal{E}$  であるが  $\epsilon$  が大となると共に二つの間の誤差も大になる。ここでは  $\epsilon$  と  $\mathcal{E}$  との関係を明らかにし、実測しやすいことから、その場合の  $\epsilon$  と  $\mathcal{E}$  の差を簡単に推定出来る図表を示し今後の測定に供ならしめる。

第6図において

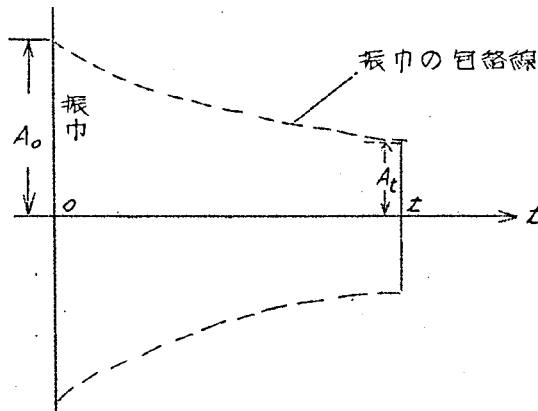
$$A_t/A_0 = e^{\epsilon t}, \quad A_t/A_0 = 1 + \mathcal{E}t$$

$$\therefore 1 + \mathcal{E}t = e^{\epsilon t} \quad \dots\dots\dots (7)$$

一方  $\epsilon$  の代りに  $\mathcal{E}$  を使用した場合の誤差  $\eta$  は

$$\eta = (\epsilon - \mathcal{E})/\epsilon \times 100 \% \quad \dots\dots\dots (8)$$

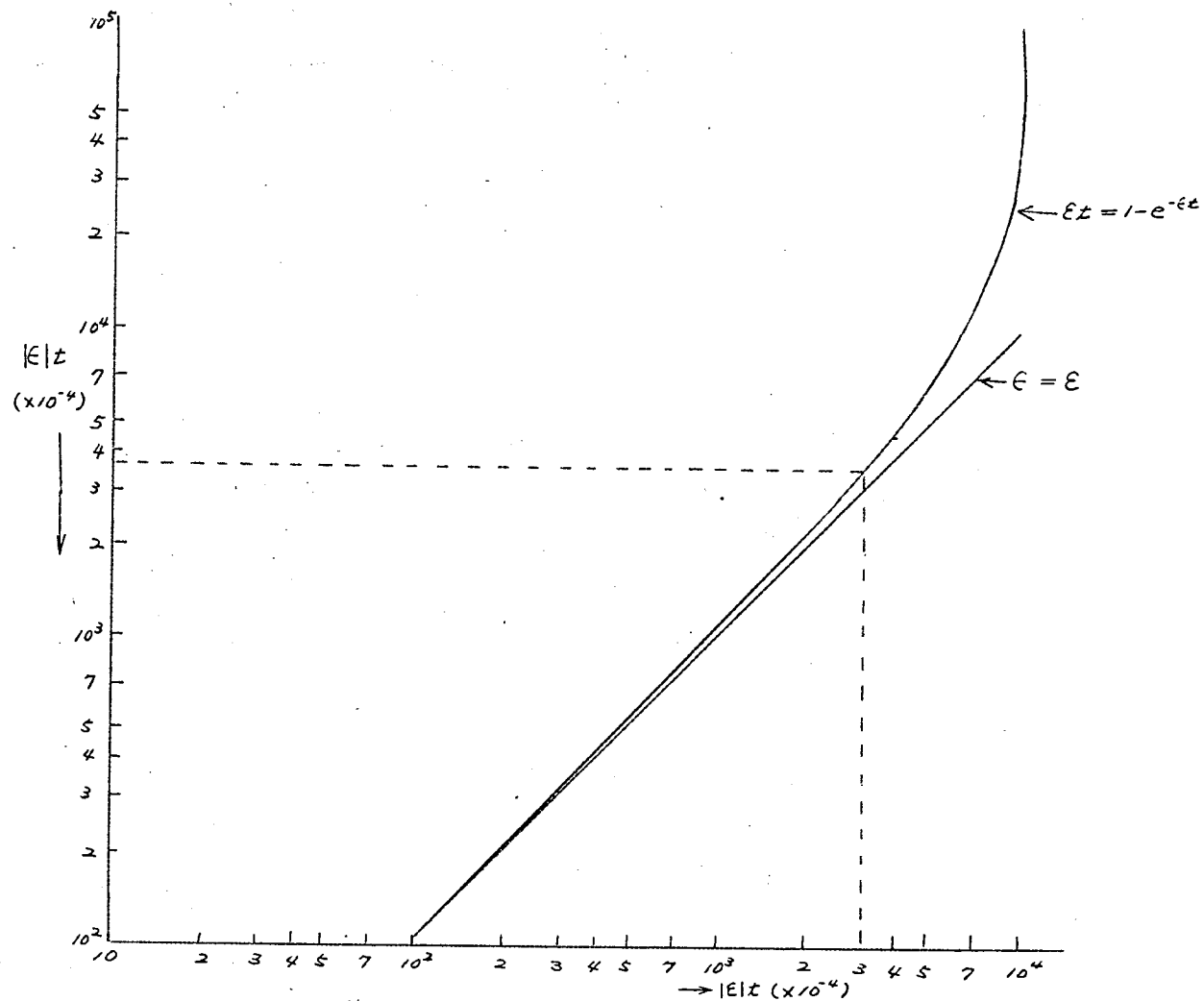
(7), (8) を数値計算して求めた結果が第7図 (a)~(d) である。



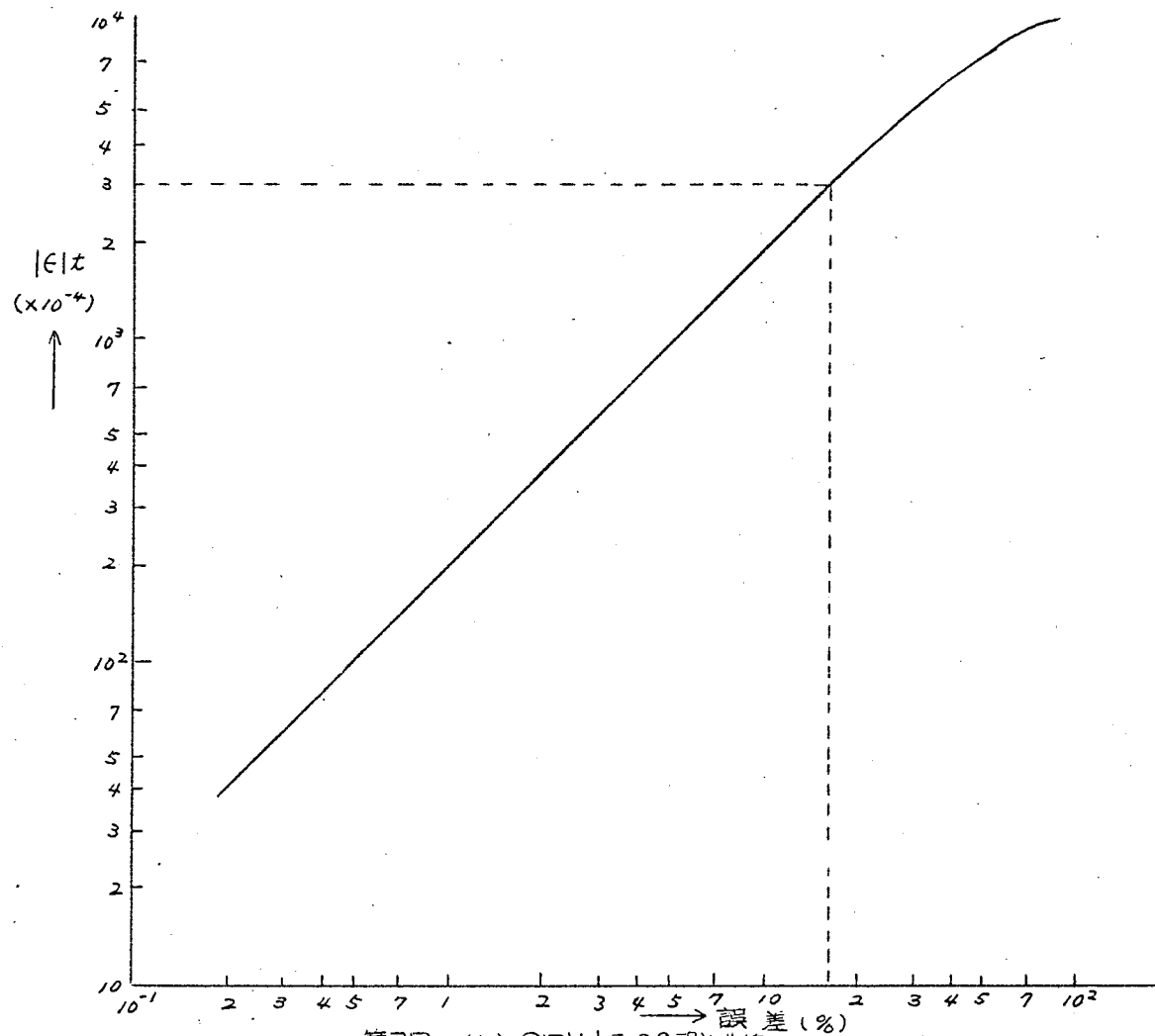
第6図  $\epsilon$  と  $\mathcal{E}$  の説明図

第7図の使用方法についてのべる。いま  $t = 300$  秒で  $\mathcal{E} = 10^{-3}$  の収斂解をえたとする。同図 (a) で  $|\mathcal{E}| \times t = 0.3$  と  $|\epsilon| t$  との交点より  $|\epsilon| t = 0.36$  を得る。  $t = 300$  秒として  $\epsilon = 1.2 \times 10^{-3}$  である。この測定の際の誤差  $\eta$  は同図 (b) より 16 % になる。発散解の場合は、同図 (c) (d) を用いて同様に計算出来る。

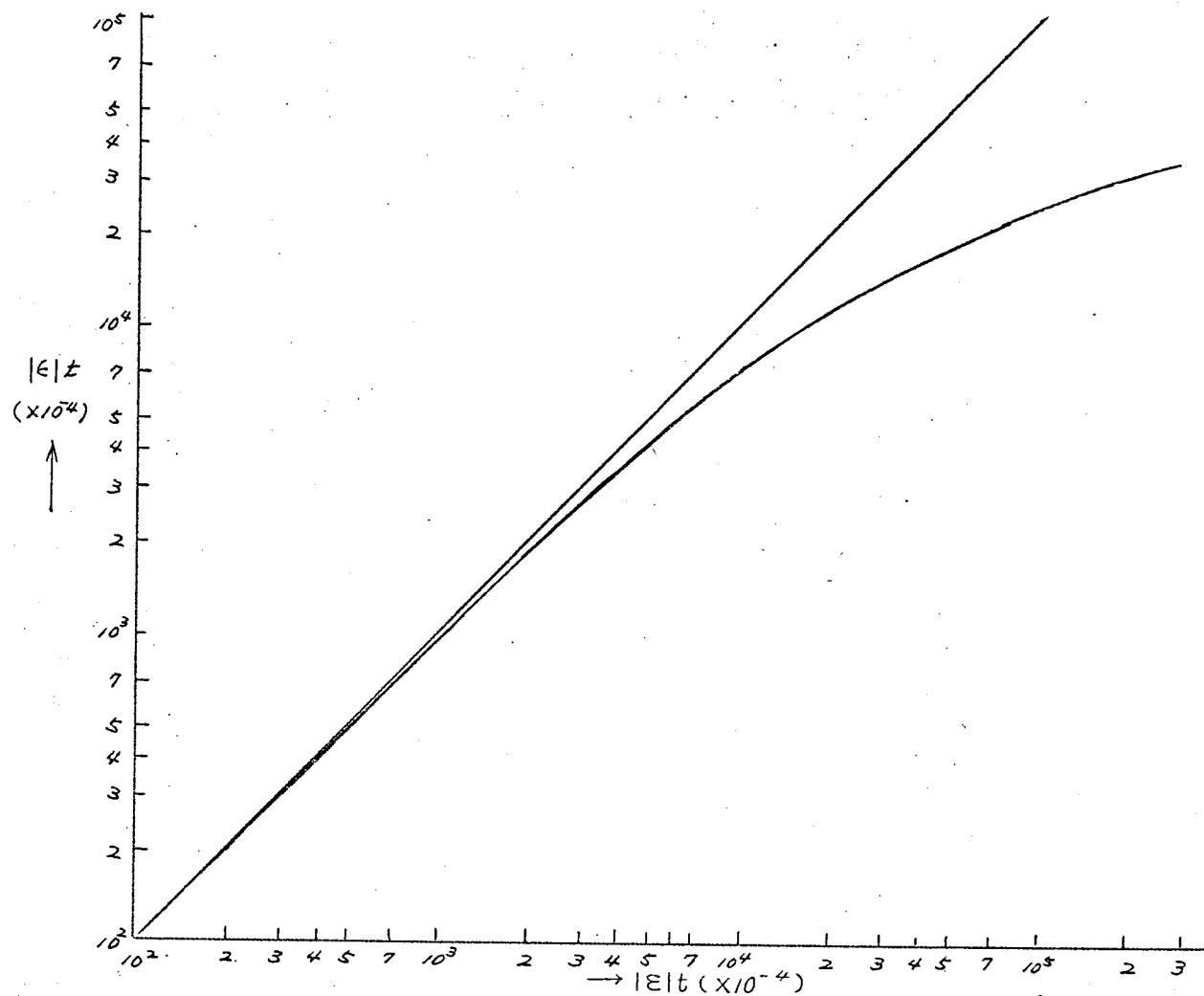




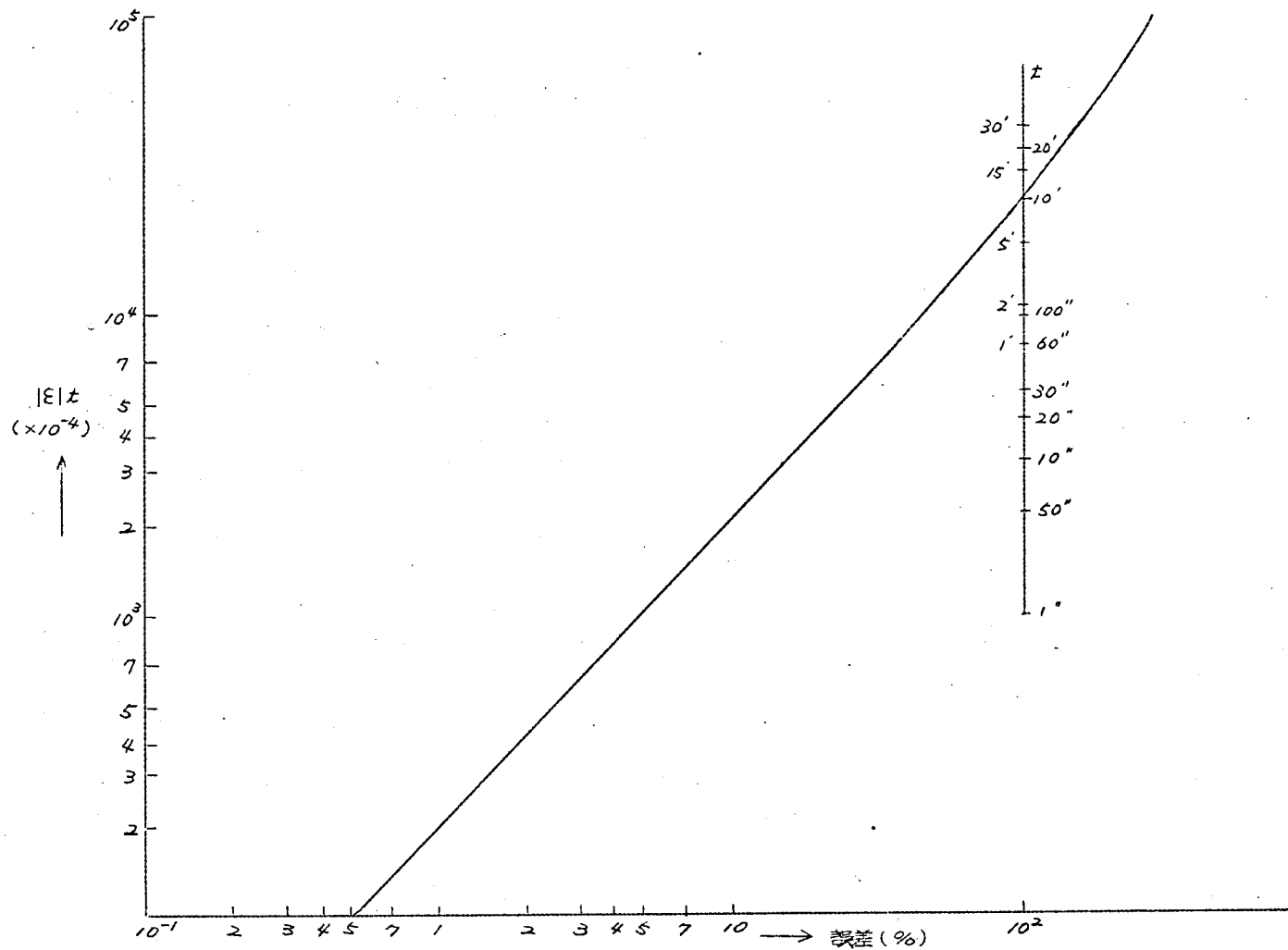
第7図 (a)  $\epsilon$ - $\epsilon$  曲線 (収斂のとき)



第7図 (b)  $\epsilon$ に対する $\epsilon$ の誤差曲線 (収斂のとき)



第7図 (C)  $\epsilon$ - $\delta$  曲線 (発散のとき)



第7図 (d)  $\epsilon$ に対する $\epsilon$ の誤差曲線 (発散のとき)

(2.4.3)  $\epsilon$  の実測精度について<sup>(52)</sup>

$\epsilon$  は定義より明らかなように振巾を  $y$  とすると

$$y = y_0 \exp\{\epsilon(t-t_0)\}$$

$$\therefore \epsilon = (\log_{10} y - \log_{10} y_0) / (\log_{10} e)(t-t_0) \dots\dots\dots (9)$$

但し  $y_0$  :  $t = t_0$  における振巾

$\epsilon$  の実測方法としては前項でのべたような平均毎秒当り減衰率  $\epsilon$  を測定しその値から  $\epsilon$  を逆算するか、最小二乗法により求めた値 (10) より決定する。すなわち

$$\epsilon = \frac{\sum_i (t_i - t_0) \log(y_i/y_0)}{\log_{10} e \sum_i (t_i - t_0)^2} \dots\dots\dots (10)$$

いずれの方法にしても、(9) をもととして計算されるのであつて、 $y, y_0$  の測定精度、測定時間  $T = t - t_0$  によって  $\epsilon$  の実測精度が左右される。ここでは必要な測定精度と測定時間との關係を明らかにする。

(9) より  $\epsilon = (\log y - \log y_0) / (\log e) T$

しかして

$$\left. \begin{aligned} |\Delta \epsilon| &= \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \right| \Delta T + \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial y} \right| \Delta y + \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial y_0} \right| \Delta y_0 \\ \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial y} \right| &\approx \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial y_0} \right| = \frac{1}{\log e} \cdot \frac{1}{T} \left| \frac{1}{y} \right| \\ \left| \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \right| &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{\log y - \log y_0}{T \cdot \log e} \right\} = \frac{\epsilon}{T} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

(11) より

$$\left| \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} \right| = \left| \frac{\Delta T}{T} \right| + \frac{2}{T} \left| \frac{\Delta y}{y} \right| \left| \frac{1}{\log e} \right| \left| \frac{1}{\epsilon} \right| \dots\dots\dots (12)$$

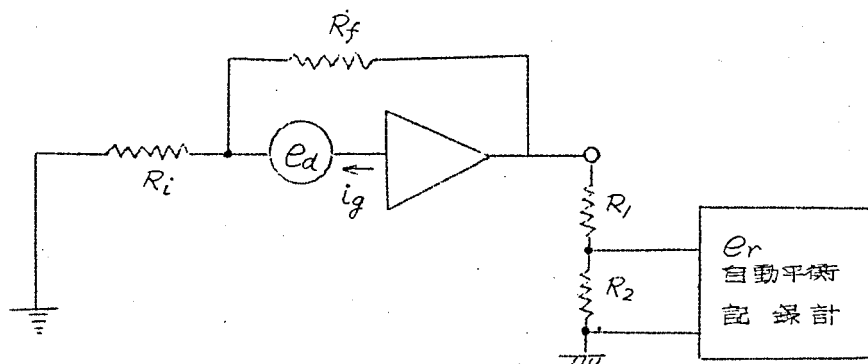
$T = 1,800$  秒  $\Delta T \leq 0.5$  秒とすると、 $\Delta T/T \leq 3 \times 10^{-4}$  と考えられる。 $|\Delta y|$  としてはインク書きオシロのパンの太さ、記録計の円弧歪、ペンオ

シロの周波数特性を考慮すると、概々  $\Delta y/y = 10^{-2}$  程度である。故に  $\epsilon = 10^{-2} \sim 10^{-5}$  の範囲を考えると、 $|\Delta \epsilon/\epsilon|$  は大体  $|\Delta y/y|$  によって決り、 $\epsilon = 10^{-3}$  のときは  $|\Delta \epsilon/\epsilon| \leq 10^{-2}$ 、 $\epsilon = 10^{-4}$  のときは  $|\Delta \epsilon/\epsilon| \leq 10^{-1}$ 、 $\epsilon = 10^{-5}$  のときは  $|\Delta \epsilon/\epsilon| \leq 1$  となる。以上の検討結果より測定時間が数10分の範囲内では  $\epsilon = 10^{-5}$  程度が限度である。第5図の実験例では  $T = 3000$  秒としている。数分程度の測定で  $10^{-5}$  程度の数値を議論することはこの点で危険である。

## (2.5) ドリフト特性の測定

零点のドリフト特性の測定回路を第8図に示す。この場合の記録電圧  $e_r$  は次式になる。

$$e_r = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[ R_f i_g + \frac{R_i + R_f}{R_i} e_d \right] \quad (13)$$



$$R_i = 10 \sim 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 500 \text{ k}\Omega \sim 2 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 = 5 \sim 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \Omega \sim 2 \text{ k}\Omega$$

第8図 ドリフト測定回路

零点のドリフトは  $i_g$  及び  $e_d$  及び演算インピーダンスの変化によって変動する。

いま便宜上出力端子における零点のドリフト電圧の  $1/(R_f/R_i)$  を入力

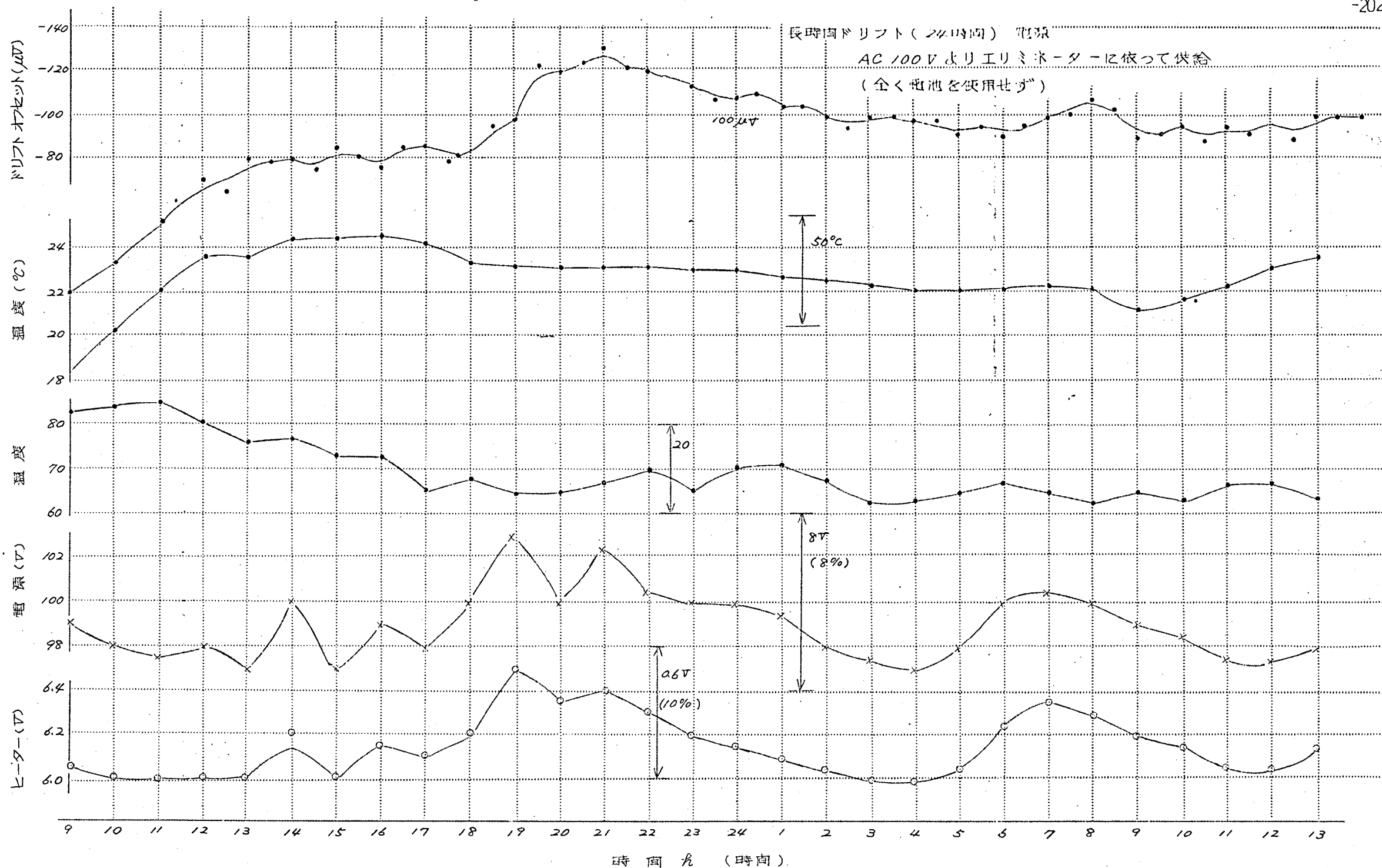
換算ドリフト電圧  $e_{di}$  とすれば

$$R_f \gg R_i \text{ の場合 } e_{di} \approx -(e_d + R_i i_g) \quad (14)$$

$$\text{故に } R_1 \gg R_2 \text{ に選べば } |e_{di}| \approx |e_r| \cdot \frac{R_f}{R_2} \frac{R_i}{R_f} \quad (15)$$

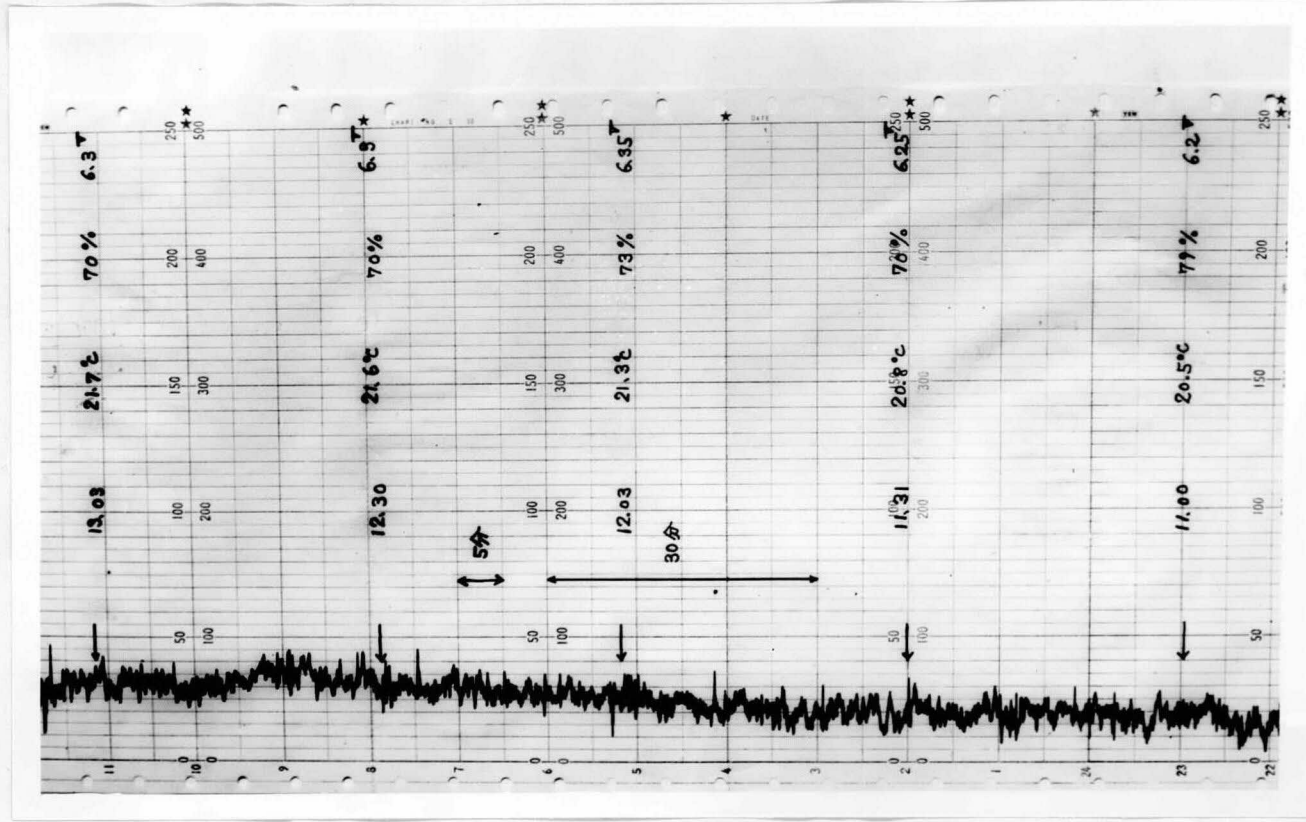
実際の測定に適当な定数を第 8 図に併記した。 $R_i$  は増巾器の負荷特性、 $R_2$  は記録計の入カインピーダンス、 $R_i$  と  $R_f$  は記録感度と  $e_{di}$  の大きさを考慮して決定する必要がある。この測定では (14) が示すように  $e_d$  と  $i_g$  の影響は分離出来ない。なお  $R_2$  の大小で自動平衡記録計の応答が変わるので予めその量を測定しておく必要がある。YEW 5mVフルスケールのものでは  $R_2 < 300\Omega$  では良い応答を示すが  $R_2 > 2K\Omega$  では応用に耐えない。

第 9 図はドリフト自動補償回路を有する演算器の長時間ドリフト測定結果である。 $100\mu V/8h$  以下を充分に確保している。周囲温度、湿度、電源変動の影響を示すためにこれらを併記した。第 10 図は実測データの一部を写真にしたものである。



第9図 ドリフト電圧

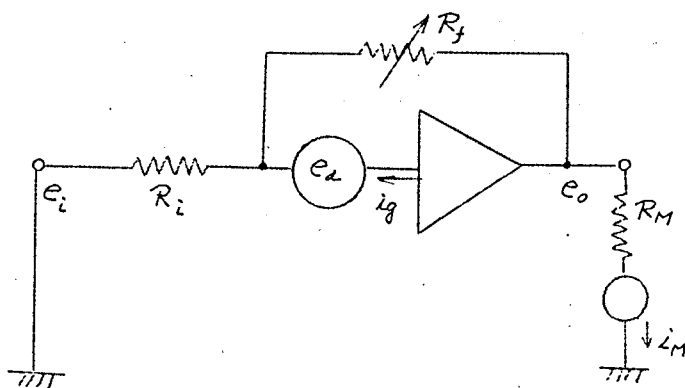




第10図 ドリフト電圧測定結果の1例

## (2.6) グリッド電流 (漏洩電流を含む) の測定

グリッド電流の測定回路を第11図に示す。



$$i_g = \Delta i_M \frac{R_M}{\Delta R_f} \quad , \quad R_i \gg R_f$$

第11図 グリッド電流測定回路

同図において  $e_i = 0$  とすると

$$e_o = -R_f i_g - \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) e_d = R_M i_M \quad (16)$$

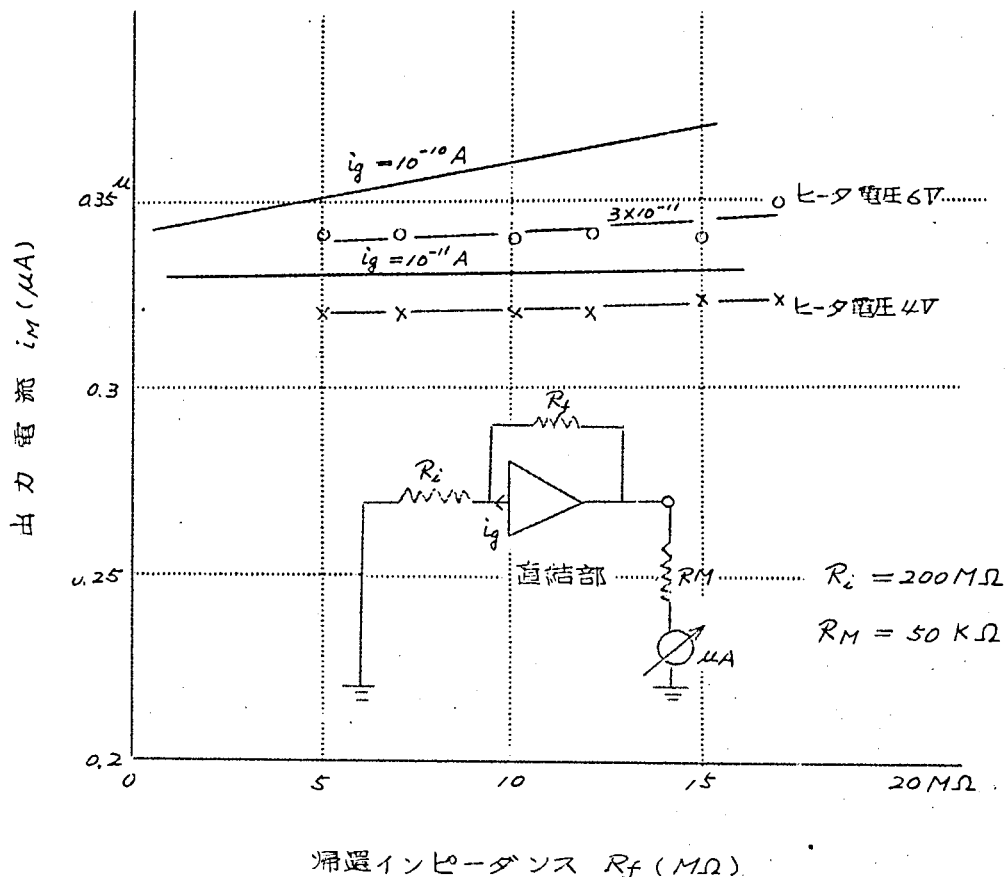
故にドリフト  $e_d$  の影響をさけるために  $R_i \gg R_f$  とすると

$$e_o \simeq -R_f i_g - e_d \quad (17)$$

故に  $R_f$  を変化させて  $e_o$  又は  $i_M$  の変化を調べれば  $i_g$  は次式から求められる。

$$i_g = -\Delta i_M \frac{R_M}{\Delta R_f} \quad (18)$$

第12図は高精度アナコン用演算増幅器についての実測結果の一例を示す。ヒータ電圧6Vで  $i_g \simeq 3 \times 10^{-11}$  Aであり高精度アナコンとして十分な値である。図示のように  $i_g$  はヒータ電圧の影響及びグリッドバイアス、プレート電流の大小に関係深い。



第12図 直結増巾器等価回路の電流特性

### (Ⅲ) 低速度型アナログ計算機の概説

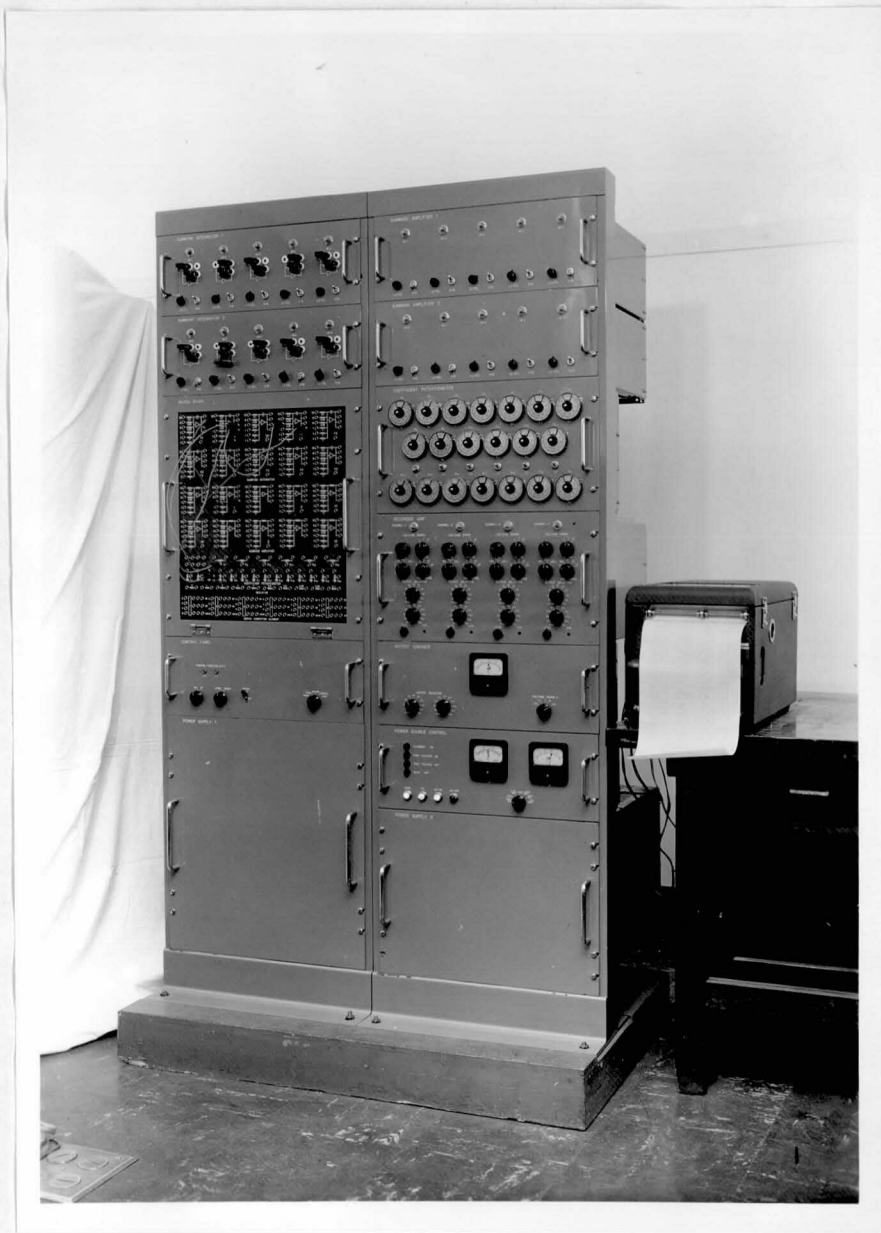
#### (3.1) 日立低速度型アナコンの概要 (演算増巾器特性を含む)

中研において試作または設計した低速度アナコンの概要を表示したものが第4表である。その外観写真を第3図に示す。中研第1次試作機<sup>(53)</sup>、運輸技術研アナコン<sup>(54)</sup>、川崎航空機研アナコンは高性能を目標とする一連の試作機または製品であり、低速度ポータブルアナコンは普及型を目標として設計された計算機である。従つてその目的に依り幾分構成等が異っているが、これらの設計に当つてはその都度前述の考察結果を附加し精度の向上に努めた。増巾器の総数の点では川崎アナコンは外国におけるこの種



第4表 日立低速度型アナログ計算機概要一覧表

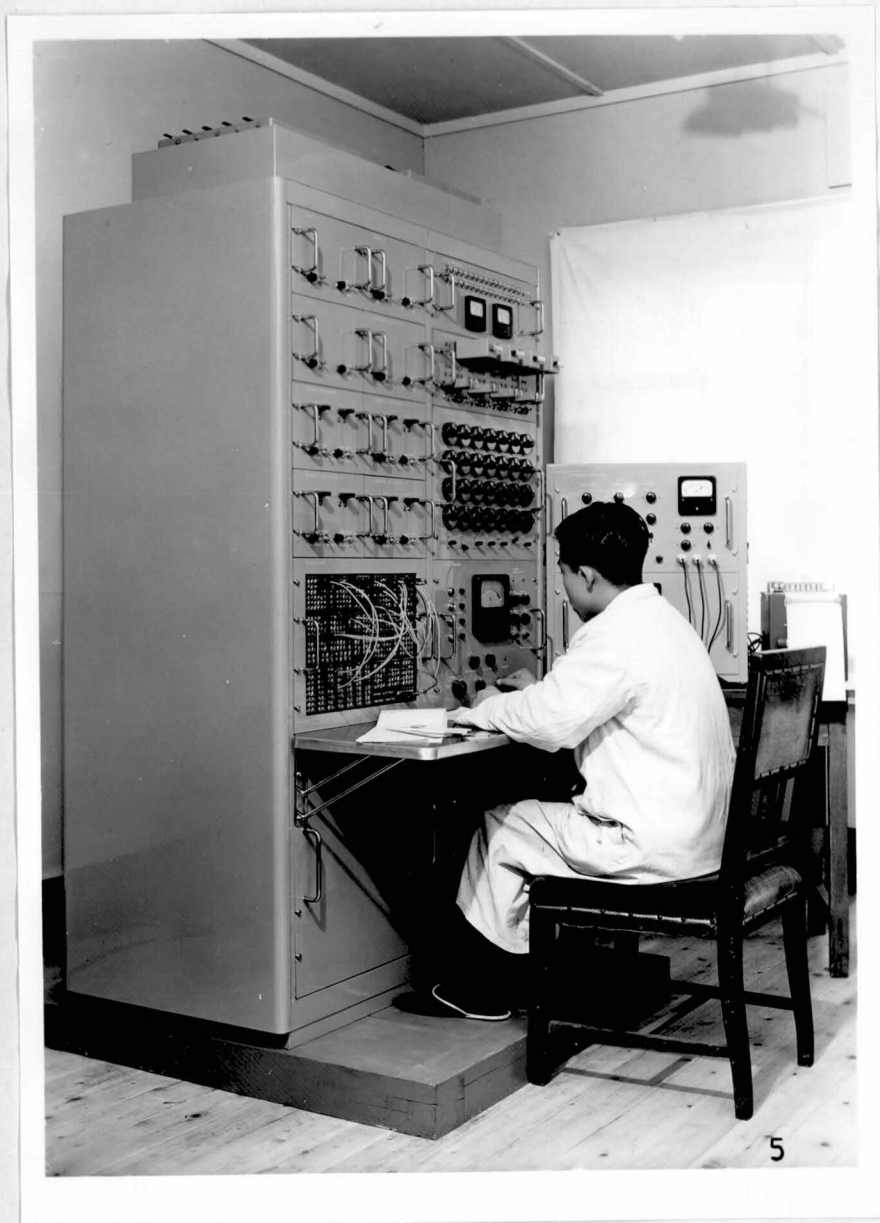
第1次試作機	逕研アナコン	低速ポータブル	川崎アナコン	Electronic Assoc. (SS) 16-31R	増巾器 内蔵 (入力倍率を示す)
20台 加算積分器 10 (1,1,1,4,4,10.) 加算増巾器 10 (1,1,1,4,4,10.)	20台 (ユニット化) 加算積分器 8 (1,1,1,4,4,10.) 加算器 6 (1,1,1,1,1,1.) 係数器 6 (1,2,4,4,10,10.) (内4台は演算増巾器として使用出来る)	12台 (ユニット化) 加算積分器 4 (1,1,1,4,4,10.) 演算増巾器 4 (1,1,2,2,5) 加算器 4 (1,1,1,1,1,1.) (引算器に切換え出来る)	36台 (ユニット化) 加算積分器 14 (1,1,1,1,1,1,4,4,10,10.) 加算係数器 14 (1,1,1,1,1,1,4,4,10,10.) 演算増巾器 8 (切換えにより正負変換器として使用出来る。)	20台 (ユニット化) 加算積分器 8台 加算器 12台	
20ヶ (6ヶ初期値設定用と併用)	28ヶ (7ヶ初期値設定用と併用)	16ヶ 4ヶ 初期値設定 4ヶ リミッタバイアス用に併用	56ヶ 14ヶ初期値設定 6ヶ リミッタバイアス用に併用	32ヶ	係数用ポテンシヨメータ
なし	なし	2ヶ	9ヶ	4ヶ	リミッタ
プラグイン方式	プラグイン方式	自蔵	自蔵	自蔵	演算インピーダンス
100cm x 175cm x 60cm (2ベイ)	100cm x 175cm x 60cm (2ベイ)	50cm x 50cm x 50cm	150cm x 175cm x 60cm (3ベイ)	大型 2ベイ	寸法
0.7% (0.5%)	0.5% (0.3%)	1% (0.7%)	0.2% (0.1)	(0.1%)	精度 (括弧内単位精度)
31年4月完成	32年2月末完成	32年8月末完成	32年9月末完成		完成期日



第 13 図 各種低速度型了ナロノ計算機外觀写真

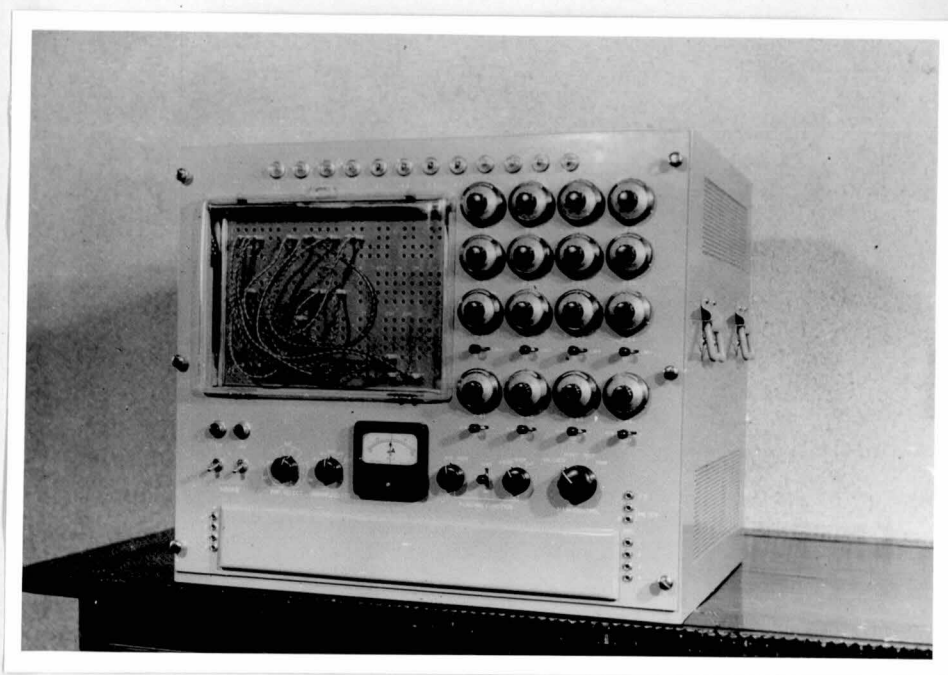
(a) 中研第1次試作機

(10 階線型微分方程式を解き得る)



第13図 (b) 連研アナコン

( 12 階線型微分方程式を解き得る )



第13図 (C) 低速ポータブルアナコン

( 8 階線型及簡単な非線型微分方程式を解き得る )





第13図 (d) 川崎アナコン

( 22階線型及び簡単な非線型微分方程式を解き得る )

機 種	研究期間 (増巾器)	使 用 真 空 管		ドリフト 補償装置	結合、利得 直 流	利 得 及 び 周 波 数 特 性					雑 音 (1)	格子電流 (初段管) (2)	ド リ フ ト				出カインピーダンス		出 力		係 数 器 周 波 数 特 性			
		直 流 増 巾 部 出 力 増 巾 部	ドリフト補 償増巾部			直 流 増 巾 部			4ヨツパ・増巾部				電池を電源とした場合		エリミネータ電源		共振時間	帯通時 (10)	プースタ付	係 数 1		係 数 10		
						直 流 利 得	$\omega=10$ における利 得 (rad/s)	-3db	直 流 利 得	フィルタ時定数			短時間ドリフト	長時間ドリフト	短時間ドリフト	長時間ドリフト (4)				-3db	-10°	-3db	-10°	
第 一 次 試 作 機	昭和29/10 至昭和30/5	12AX7 6AQ5 6AU6	12AX7	4ヨツパ	約140db 1X10 <sup>7</sup>	88db	78db	39/s $\omega \approx 18$ rad/s $\tau_2=0.055$ 秒	54db	20 秒	15 mV pp	$2.4 \times 10^{-10}$ (A)	50~100 $\mu$ V/時	400 $\mu$ V/日		400~500 $\mu$ V/日	18~20K $\Omega$	0.02 $\Omega$ 以下	7mA $\pm$ 100V <sup>(3)</sup>		10 kc/s		10 kc/s	
國 研 アナコン	31/10 至 31/12	12AX7 6AQ5 12AX7	12AX7	4ヨツパ	約145db 2X10 <sup>7</sup>	92	85	80/s $\omega \approx 48$ rad/s $\tau_2=0.02$ 秒	53	20	5 mV pp	$3 \times 10^{-11}$	30~40 $\mu$ V/時		50 $\mu$ V/時	100 $\mu$ V/日	9~13K $\Omega$	0.01	11mA $\pm$ 100V 13mA $\pm$ 50V	22mA $\pm$ 100V 26mA $\pm$ 50V			15kc/s	
川 崎 アナコン	32/4 至 32/7	12AX7 6AQ5 12AX7	12AX7	4ヨツパ	約140db 1X10 <sup>7</sup>	86	97	15 <sup>(5)</sup> /s $\omega \approx 90$ rad/s $\tau_2 \approx 0.01$ 秒	54	20	"	$3 \times 10^{-11}$	約 50 $\mu$ V/時			100 $\mu$ V/日 (8)	9~13 K $\Omega$	0.01	8mA $\pm$ 150V 11mA $\pm$ 100V 13mA $\pm$ 50V	16mA $\pm$ 150V 23mA $\pm$ 100V 26mA $\pm$ 50V	20kc/s 以上	10kc/s 以上	17 kc/s	10 kc/s 以上
低 速 ボータスIV	32/2 至 32/4	12AX7 12AT7 12AX7		初段増巾管 のヒータ電 圧を特殊変 圧器で安定 化	約90db 1X10 <sup>4</sup>	88	(86.5) <sup>(7)</sup> 83	(30) <sup>(9)</sup> 8			"	$1 \sim 5 \times 10^{-11}$ $1 \sim 8 \times 10^{-10}$	500 $\mu$ V/時		2~3 mV/時	10 mV/8 <sup>(5)</sup> 時間	10~2K $\Omega$	4	2mA $\pm$ 100V 5mA $\pm$ 50V		20kc/s 以上	10kc/s 以上	20 kc/s	5 kc/s
Boeing Model 7000	31/6 <sup>(9)</sup> 至 31/10	6SN7 6SN7 6SN7	6SJ7 6AC7	4ヨツパ	正常電温 域に於て異 なる120db程 度以上	88	83	15	56	37.6	5 mV r.m.s		50~80 $\mu$ V/時			250 $\mu$ V/日 4ヨツパ部と 組合せた場 合			6mA $\pm$ 50V	12mA $\pm$ 50V				
Reeves C-301 C-302 (A200) ボータスIV型	31/6 <sup>(9)</sup> 至 31/10	12AX7 12BH7 1/2 12A7	12AX7	4ヨツパ	142db 130 db 1X10 <sup>7</sup> 3X10 <sup>7</sup>	86 84	83 62	15 1	56 66	37.6 2X10 <sup>3</sup>			約 80 $\mu$ V/時			250 $\mu$ V/日			10mA $\pm$ 100V		12kc/s 以上			

(1) 観測データ無し、アラウン管での観測により推定

(2) ヒータ電圧とグリッドバイアスの関係で大巾に変化するため大略の値

(3) 回路定数より算定した値

(4) 増巾器の周波数特性の良いものは共振インピーダンスの配置の工夫で左右される。

(5) 周波数特性に特殊な設計値がとられている。

(6) すべてのデータは蓄電池を電源として行った。

(7) 要求される性能によって回路定数を変更し、いずれの値のものもできる。

(8) 未測定、是非測定する必要あり、数値は恒定値。

(9) 輸入品について測定を行った。

(10) 帯通率 10:1 とし算出した。但し直流及び超低周波において

(11) 予題後のゆつくりしたドリフトについて

## (3.2) 各種制御回路

各種制御回路を表示すると第5表の如くである。中研第1次試作機を除いてそれらはいずれも制御パネルに組込まれている。

### (3.2.1) 印加電圧制御回路

この回路は単位電圧、あるいは任意波形の電圧を演算回路に挿入する場合に用いられる。制御方式を大別すると第7表の如くである。印加電圧としては単位電圧と外部印加電圧との2種類であり、前者には内蔵の±100Vの標準電圧を使用し、後者としては任意の入力電圧を與ひ得る。これら電圧の加え方としては同期・非同期の2つの方法がある。同期は演算器制御スイッチの“*Compute*”に同期して電圧を加え得る方式のものであり、非同期とは全く無関係に印加出来るものである。更に非同期の場合の印加方式としては連続または断続の2種に切換え出来る。非同期の場合の種々の切換回路は航空機の安定度計算の場合の舵角に対応する印加電圧を加える場合、非線型制御系の検討の如き場合には極めて便利である。第1次試作機以後殆んど変更していない。

### (3.2.2) 演算制御回路

第1次試作機を除いてはすべて高速度リレーを使用し、しかも1切換/信号方式の切換回路を用いており、制御リレーの遅れによる誤差を特に小さくしている。しかも低速度ポータブル以後の設計ではその主なる制御配列を、

- (1) *Balance check* (増巾器の平衡を点検する。)
- (2) *Reset* (初期条件の設定を行う)
- (3) *Hold* (信号保持)
- (4) *Compute* (演算)

として初期電圧制御リレーの遅れによつて変動することを防止している。

川崎アナコンでは主制御スイッチとしてロータリスイッチをやめ押ボタンスイッチを使用して“*Compute*”をする場合に常に“*Hold*”の位置を通らねばならない面倒を除去した。なお、連研及び川崎アナコンでは制御スイッチで解記録計の電動機を制御できる。川崎アナコンではこれらの

第6表 使用演算インピーダンス一覧表

第1次試作機	運研アナコン	低速ポータブル	川崎アナコン	
巻線抵抗 (W/W) 0.1%	巻線抵抗 0.1%	炭素皮膜 0.5% セラミック封入	巻線抵抗 1% 炭素皮膜抵抗補償 総合精度 0.05%	抵抗
ポリステレン 1 $\mu$ F 0.1%	ポリステレン 1 $\mu$ F 0.1%	ポリエチレン 0.5 $\mu$ F 0.5%	ポリエチレン 1 $\mu$ F 0.1%	積分コンデンサ
25℃ $\pm$ 5℃	25℃ $\pm$ 3℃  強制冷却	25℃ $\pm$ 5℃	20℃ $\pm$ 2℃ 演算インピーダンスは 恒温槽内に挿入 槽内は 30℃ $\pm$ 0.5℃ に調節	周囲温度
各演算器内	各演算器内	パッチボード裏面に集中	パッチボード裏面 恒温槽内に集中	設置箇所

第7表 各種制御回路一覧表

第1次試作機	逕研アナコン	低速ポータブル	川崎アナコン	
1チャンネル 単位電圧/同期 外部電圧/非同期 連続 断続	2チャンネル 左 同	1チャンネル 左 同	2チャンネル 左 同	印加電圧制御回路
ロータリスイッチ制御 (R, S)	R, S 制御 (1信号/切換)	R, S 制御 (1信号/切換)	押ボタン 制御 (1信号/切換)	演算器制御方式
(1) Balance Check (2) Reset (3) Compute (4) Hold	(1) Balance Check (2) Reset (3) Motor on (4) Compute (5) Hold (6) Motor off	(1) Balance Check (2) Reset (3) Hold (4) Compute	演算器制御 記録器制御 スイッチ スイッチ (1) Bal Check (1) Recorder (2) Reset on (3) Compute (2) Recorder (4) Hold off	制 御 順 序
8トランスファ-有線リレー	高速リレー	高速リレー	高速リレー	制 御 リ レ ー
な し	な し	な し	可 能	リモートコントロール
Filament on High Voltage on High Voltage off Main off フールフルーフ押ボタン制御	フールフルーフ制御 (押ボタン)	スイッチ (スナッチ)	フールフルーフ制御 (押ボタン)	電 源 制 御 回 路
フラグイン(ベークライト絶縁)	フラグイン(ベークライト絶縁)	フリパッチ方式(約250ピン) ベークライト絶縁	フリパッチ方式(約1000ピン) (×タリソールド スナッチ絶縁)	パ ッ チ ボ ー ド
ランプ 標 示	ランプ標示・フザー警報	ランプ 標 示	ランプ標示・フザー警報	過 負 荷 指 示

制御はすべて遠隔制御も出来るようになっている。

### (3.2.3) 電源制御回路

電源をフルスループで制御する回路であり大型機のみについている。押ボタンにより次の4段階に制御出来る。

- (1) Filament on
- (2) High Voltage on
- (3) High Voltage off
- (4) Main off

起動は上より順次下のボタンを押せばよいのであって、起動後10数分〜数10分(特に精度を必要とする場合)で計算が開始出来る。

### (3.3) 接続盤(パッチボード)

パッチボードは各演算器の入出力端子を、与えられた方程式の解を求めるために接続する接続端子板である。従って接続盤には各要素の入出力端子、印加電圧端子、附属演算インピーダンス端子等が集中されている。接続盤にはフラゲイン方式とプリパッチ方式とがあり、前者は計算の都度直接接続盤でプログラミングを行うものである。後者は接続盤の取りはずしが可能であり予めプログラミングを他所で行うことが出来るのである。従って前者に比し、はるかにアナコンの利用度が高まることになる。低速ポータブルアナコン、川崎アナコンにおいてはじめて実用しうる段階に達した。接続端子数は前者が約250ピン、後者が約1000ピンである。この製作に関して特に注意すべき事項は次の諸点である。

(1) プリパッチ方式は一種の多心コネクタでありその設計並びに機械工作はかなり面倒である。

(2) 接続盤の材料、接続盤の端子間の漏洩抵抗については前述の理由と同様に $10^5 M\Omega$ 程度の要求が附加されている。しかも小面積に多数の入出力端子を集中させねばならないこと、接続の出入がはげしいために機械的強度が充分である。従ってベークライト板の厚いものか、あるいはポリステレン等の有機材料を用いるかである。低速ポータブルの場合は要求精度より許容漏洩抵抗が低いためにベークライト板を用いたが、川崎アナコンではこれを用いることは出来ない。むしろ接続板を金属製にし各端子をこれに対し絶縁するのが得策である。この場合は絶縁抵抗は数 $M\Omega$ 程度で

充分である（5節末尾参照）。

### (3.4) 解 指 示 方 式

解記録装置は解の値を決定する最終手段であるだけにその直線性並びに読取り精度は極めて重要である。従来はインク書きオッシロを使用しその読取り精度は高々ノミ程度であり、円弧歪、周波数特性は極めて不十分であつた。これについてわれわれは下記の対策をとりつつある。

- (1) 線ペン記録方式として目盛を直線目盛とすること。
- (2) 極めて盛い現象に対してはスーγ記録計を用い読取り精度並びに直線性を向上せしめる。
- (3) 早い現象についてはデジタル電圧計またはアナログデジタル変換器を使用して読み取り精度並びに直線性を向上させる。

## (Ⅳ) 低速度型アナコンによる解析例

### (4.1) 航空工学への応用例<sup>(56)</sup>

使用例として航空機の翼の振り—曲げフラッタの解析結果についてのべる。航空機の翼は気流からエネルギーを吸収して自励振動を起すことがあり、振りと曲げが連成して起るこの種の自励振動の事を、振り曲げフラッタと稱している。

いま $\eta$ を翼の曲げによる変位、 $\alpha$ を振りによる角変位とした場合の振り曲げフラッタの方程式の一例を示すと、

$$\left. \begin{aligned} 11''\ddot{\eta} + 10\bar{\omega}^2\ddot{\eta} + 2.30\ddot{\alpha} + \dot{\alpha} + 2(i\omega)Z &= 0 \\ 2.30''\ddot{\eta} + 2.72''\ddot{\alpha} + 0.80\dot{\alpha} + 2.50\bar{\omega}_a^2\ddot{\alpha} - 0.40C(i\omega)Z &= 0 \\ Z &= \dot{\eta} + 0.8\dot{\alpha} + \alpha \end{aligned} \right\} (19)$$

$\bar{\omega}_\eta$  は曲げの振動数と風速の比  $\bar{\omega}_a$  は振りの振動数と風速の比である。

$C(i\omega)$  は空気力の伝達関数であり、一般に $\omega$ のある範囲で次式で近似される。

$$C(i\omega) = 0.516 \times \frac{0.405 + i\omega}{0.230 + i\omega} \quad 0.1 \leq \omega \leq 1$$

$$= 0.500 \frac{0.690 + i\omega}{0.4450 + i\omega} \quad 0.8 \leq \omega$$

$\bar{\omega}_h$  と  $\bar{\omega}_a$  を変化させて共振限界を求めるとフラッタを生ずる最小速度、 $V_{critical}$  と振動数の関係が求まる。数値計算結果と低速アナコンによる解析結果を四角示したものが第14図であり、数値計算結果とかなりの一致を見ている。図中の  $b$  は翼の前後方向の長さの半分である。

#### (4.2) <sup>(57)</sup> Van der Pol の方程式の解

非線型微分方程式として代表的な Van der Pol の方程式

$$\ddot{y} - \epsilon \left( \dot{y} - \frac{\dot{y}^3}{3} \right) + y = 0 \quad \dots\dots\dots (20)$$

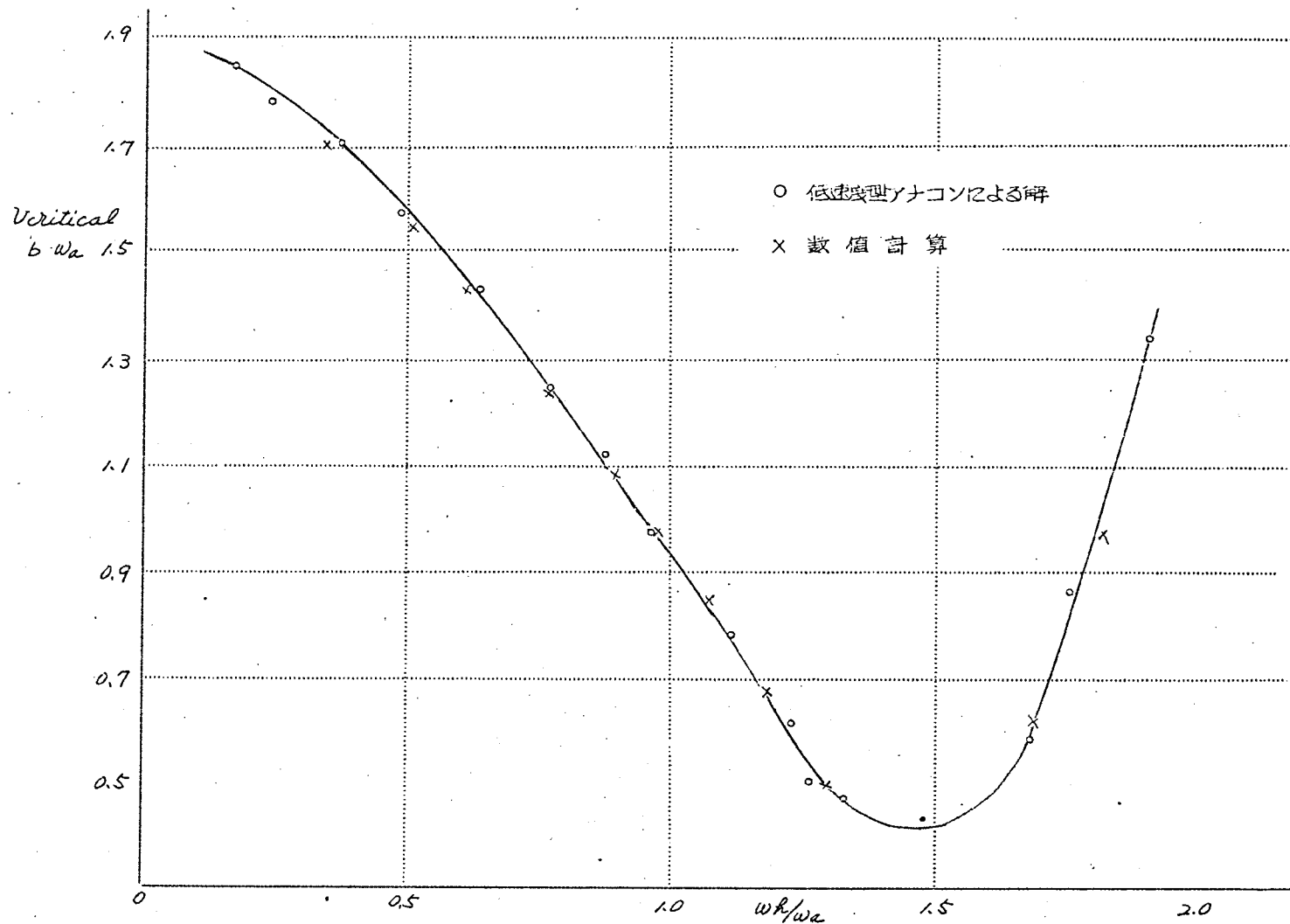
を風研アナコンと試作サーボ計算機を使用して計算した。この場合のリミットサイクル周期については

Dorodnitsyn の近似式

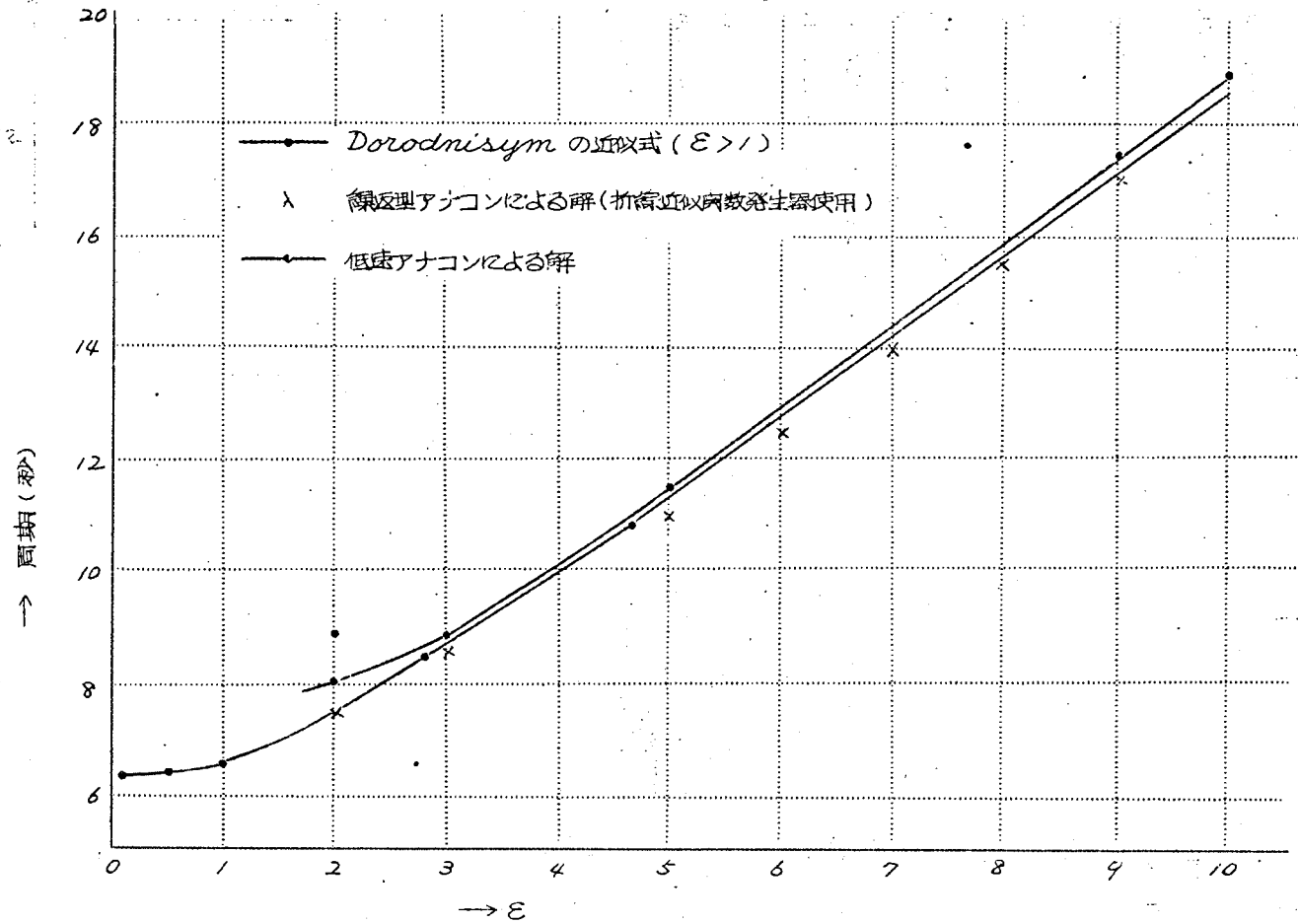
$$T = 1.614\epsilon + 7.014\epsilon^{-\frac{1}{3}} - \frac{22}{9} \frac{\log \epsilon}{\epsilon} + 0.0087\epsilon^{-1} + O(\epsilon^{-\frac{4}{3}}) \quad \dots\dots\dots (21)$$

があるが、これと計算結果との対比を第15図に示した。線型型アナコンで得た結果<sup>(12)</sup>を図上に附記して参考とした。





第14図 航空機フラッタ現象解析实例



第15図 Van der Pol の方程式の自励振動周期

## (V) 結 言

各種誤差の直接並びに間接的な測定法について代表的なものについて説明し、試作装置の実測結果を附記した。実測値から明らかなように電気的特性は満足すべき数値を示し、単体精度 0.1% を得るのに充分な値である。特に総合誤差  $\omega = 1 \text{ rad/sec}$  , 30 秒演算, 0.15% はポリエチレンコンデンサを使用したことにより得られた結果であり、スチコンでは望み得ない値である。ちなみに外国における高精度アナコンの積分コンデンサ（スチコン）を輸入し、これを用いた実験結果は国産のスチコンを用いた値と同一である。

ついで著者が主として設計し、且つ試作に当つた中研第 1 次試作機、経研アナコン、低速度ポータブル、川崎アナコンの 4 つの低速度型アナコンを示し、その装置の概要を比較説明した。前章までに導いた設計基準が如何に製品の上に反映し、精度が改善されて行つたかを示す好参考資料であらう。

これらの装置は電気的特性について一応所期の目的を達成したかの感を抱くが、パッチボードの如き機構部分、部品の信頼性の点でいくたの向題を残している。更に最近では装置の自動化を必要としてきた。これらについては実用機として今後の改良が是非共必要である。

222項欠

## 第2編

# 繰返し型アナログ計算機の 精度に関する研究

## 第2編 繰返し型アナログ計算機の精度に関する研究

繰返し型アナログ計算機は低速型に比し使用周波数が比較的高いため、設計製作、使用方法の如何によっては演算インピーダンス、増巾器、ポテンシオメータの周波数特性の影響を受け、思わざる誤差をまねく。従ってこれらの影響の程度を事前に検討し、それを避けるような設計基準並びに使用方法を確立することは極めて重要である。

更に繰返し型アナコンではリセット誤差と称する独特の誤差を有する。すなわち演算を繰返して行うために常に演算をする周期と解をリセットするための同期とが必要である。リセット時間が短くリセットが不十分である時に生じる誤差であり、その値が大きくなる場合が極めて多い。

本編では第1章に演算器単体として使用する場合及び非線型微分方程式をとく場合に特に問題になるリセット誤差についてのべ、第2章では繰返し型アナコンの総合誤差について検討し、その誤差を分析し、これらによる影響を最少ならしめる演算インピーダンスの使用限界図低速繰返し型アナログ計算機等についてのべた。第3章ではアナコンの係数設定に使用するヘリカルポテンシオメータの周波数特性について検討し、これのアナコン誤差に及ぼす影響について求めた。第4章では解指示方式として必要な繰返し現象のペン書記録を行うための装置についての著者提案の中変調法についてのべた。

225項欠

# 第1章 繰返し型アナログ計算機 のリセット誤差について



# 第1章 繰返し型アナログ計算機のリセット誤差について

## (I) 緒 言

繰返し型アナログ計算機では繰返し周期の一部で演算解を求め、残余の時間で解をリセットするのが普通である。この場合積分器に付属するリセット回路の時定数と放電すべき電圧に応じて最少限に必要なリセット時間が与えられる。すなわち回路の時定数（一般には積分時定数）の大きさに比し、リセット時間が短い場合には、完全に解を放電しきらないうちに次の演算がはじまり、積分器出力として所要の解が得られない。この誤差をリセット誤差と呼ぶことにする。この影響を避けるためにリセット間隔を演算間隔に比して大きく選ぶことも考えられるが、この場合には解指示時間がその分だけ減少し計算機の用地より望ましくない。本章はこれらの関係を明らかにするために、リセット誤差の大きさ並びにリセット回路の時定数、リセット時間との関係について理論的及び実験的に考察した結果について述べたものである。なおこの誤差は演算増巾器として交流増巾器を用いた場合にのみ生じるものである。

## (II) 理論的検討

演算増巾器として直流再生交流増巾器<sup>(1)</sup>を用いた場合の最も簡単な等価回路が第1図である。図より次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} e_i - e &= iR \\ e - e_0 &= \frac{1}{C} \int i dt \\ e &= \frac{1}{C_i} \int i_0 dt + i_0 R_i \\ i_0 R_i \mu &= -e_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

(1) をプラス変換して

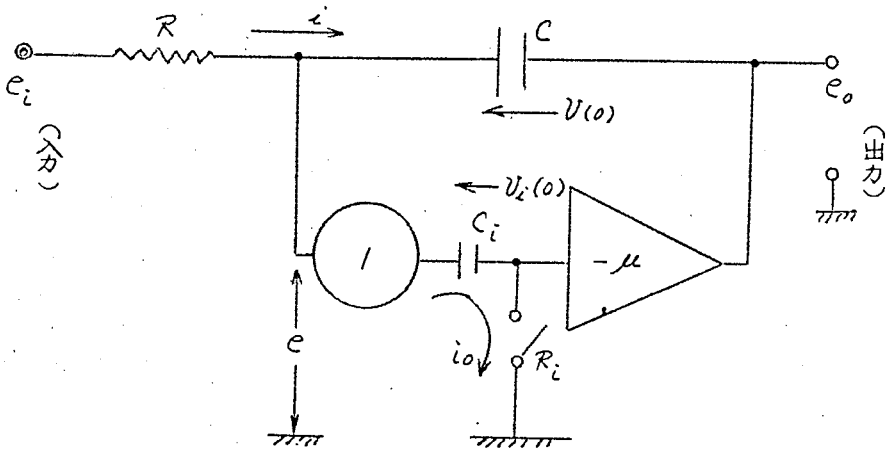
$$E_i - E = IR$$

$$E - E_o = \frac{1}{Cp} I + \frac{V(o)}{p}$$

$$E = \frac{1}{C_i p} I_o + \frac{V_i(o)}{p} + I_o R_i$$

$$I_o R_i \mu = -E_o$$

..... (2)



$R, C$  : 積分インピーダンス

① : 増巾器入力インピーダンスを無限大にするための等価バッファ増巾器

$V(o), V_i(o)$  : 各コンデンサ初期電圧

$C_i, R_i$  : 直流再生交流増巾器の同期整流回路

$R_i$  :  $\begin{cases} \text{演算時} & \infty \\ \text{リセット} & 0 \end{cases}$

$\mu$  : 交流増巾器利得

第1図 直流再生交流増巾器を持つ積分器等価回路

但し  $V(o), V_i(o)$  は  $t=0$  に於ける  $C, C_i$  の両端の電圧  
(2) より  $I_o$  を消去すると

$$E_o = \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \left( -\frac{V_i(o)}{p} - E \right) \mu \quad \text{..... (3)}$$

$I$  を消去すると

$$E\left(1 + \frac{1}{CRp}\right) = \frac{E_i}{CRp} + \frac{V_{i0}}{p} + E_0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

(3), (4) より

$$E = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{CRp} + \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \mu\right)} \left\{ \frac{E_i}{CRp} + \frac{V_{i0}}{p} + \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \frac{V_{i0}}{p} \mu \right\} \quad (5)$$

(5)を(3)に代入すると

$$E_0 = \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \left\{ \frac{V_{i0}}{p} - \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{CRp} + \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \mu\right)} \left\{ \frac{E_i}{CRp} + \frac{V_{i0}}{p} + \frac{C_i R_i p}{1 + C_i R_i p} \frac{V_{i0}}{p} \mu \right\} \right\} \mu \quad \dots\dots\dots (6)$$

演算時及びリセット時におけるそれぞれの値を(5), (6)より求めると次の如くなる。演算時, リセット時の値は *oper* (または0) *clamp* (またはC) なる添字で表わす。以下これに準じる)。すなわち演算値においては  $R_i = \infty$ , リセット時には  $R_i = 0$ ,  $E_i = 0$  なる理想状態を考え, これを(5), (6)に代入すると

$$E_{oper} = \frac{1}{1 + (1 + \mu)CRp} \left\{ E_i(p) + CRV_{i0}(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$E_{clamp} = \frac{CRp}{1 + CRp} \frac{V_c(0)}{p}$$

$$E_{0\ oper} = \frac{V_{i0}(0)}{p} \mu - \frac{\mu}{1 + (1 + \mu)CRp} \left\{ E_i(p) + CRV_{i0}(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right\}$$

$$E_{0\ clamp} = 0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

## (2.1) 単位電圧を積分する場合

単位電圧を積分する場合のリセット誤差について考察する。(7), (8)において  $E_i(p) = e_i/p$  を代入し, それぞれをラプラス逆変換すると演算時及びリセット時における増巾器初段グリッド電圧, 積分器出力電圧の時間的变化が計算出来る。

$$E_{oper} = \frac{1}{1+(1+\mu)CRp} \left\{ \frac{e_i}{p} + CRV_o(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right\}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1} E_{oper} = e_{oper}(t) &= e_i \left[ 1 - e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} \right] + \frac{V_o(0)}{1+\mu} e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} \\ &\quad + \frac{\mu}{1+\mu} V_{i0}(0) e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} \\ &\simeq e_i \frac{t}{(1+\mu)CR} + \frac{V_o(0)}{1+\mu} + \frac{\mu}{1+\mu} V_{i0}(0) \\ &\simeq V_{i0}(0) \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$\mathcal{L}^{-1} E_{clamp} = e_{clamp}(t) = V_c(0) e^{-\frac{t}{CR}} \dots\dots\dots (10)$$

$$E_{ooper} = \frac{V_{i0}(0)}{p} \mu - \frac{\mu}{1+(1+\mu)CRp} \left\{ \frac{e_i}{p} + CRV_o(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right\}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1} E_{ooper} = e_{ooper}(t) &= V_{i0}(0) \mu - \mu e_i \left[ 1 - e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} \right] \\ &\quad - \frac{\mu}{1+\mu} V_o(0) e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} - \frac{\mu^2}{1+\mu} V_{i0}(0) e^{-\frac{t}{(1+\mu)CR}} \\ &\simeq -\frac{t}{CR} \left[ e_i - V_{i0}(0) \right] - V_o(0) + V_{i0}(0) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$e_{oclamp}(t) = 0 \dots\dots\dots (12)$$

次にコンデンサ C, C<sub>i</sub> の端子電圧を V, V<sub>i</sub> とすると

$$\left. \begin{aligned} V &= e - e_o \\ V_i &= e + (e_o/\mu) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

(9) ~ (12) の関係を (13) に代入すると

$$\left. \begin{aligned} V_o(t) &\simeq \frac{t}{CR} \left[ e_i - V_{i0}(0) \right] + V_o(0) \\ V_c(t) &\simeq V_c(0) e^{-\frac{t}{CR}} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} V_{io}(t) &\simeq V_{io}(0) \\ V_{ic}(t) &= V_c(0) e^{-\frac{t}{CR}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

いま繰返し周期を  $T_r$ , 演算及びリセット周期を  $T_o, T_c$  とすると, 境界条件として次式が与えられる。但し  $T_r = T_o + T_c$

$$\left. \begin{aligned} (i) \quad V_{io}(0) &= V_{ic}(T_c) \\ (ii) \quad V_o(0) &= V_c(T_c) \\ (iii) \quad V_c(0) &= V_o(T_o) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

(14), (15) より

$$\left. \begin{aligned} V_{io}(0) &= V_c(0) e^{-\frac{T_c}{CR}} \\ V_o(0) &= V_c(0) e^{-\frac{T_c}{CR}} \\ V_c(0) &= \frac{T_o}{CR} (e_i - V_{io}(0)) + V_o(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

(16)より

$$\left. \begin{aligned} V_{io} = V_o &= \frac{\frac{T_o}{CR} e_i}{1 - \left(1 - \frac{T_o}{CR}\right) e^{-\frac{T_c}{CR}}} \cdot e^{-\frac{T_c}{CR}} \\ V_c(0) &= \frac{\frac{T_o}{CR} e_i}{1 - \left(1 - \frac{T_o}{CR}\right) e^{-\frac{T_c}{CR}}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

故に出力電圧は (11), (17) より

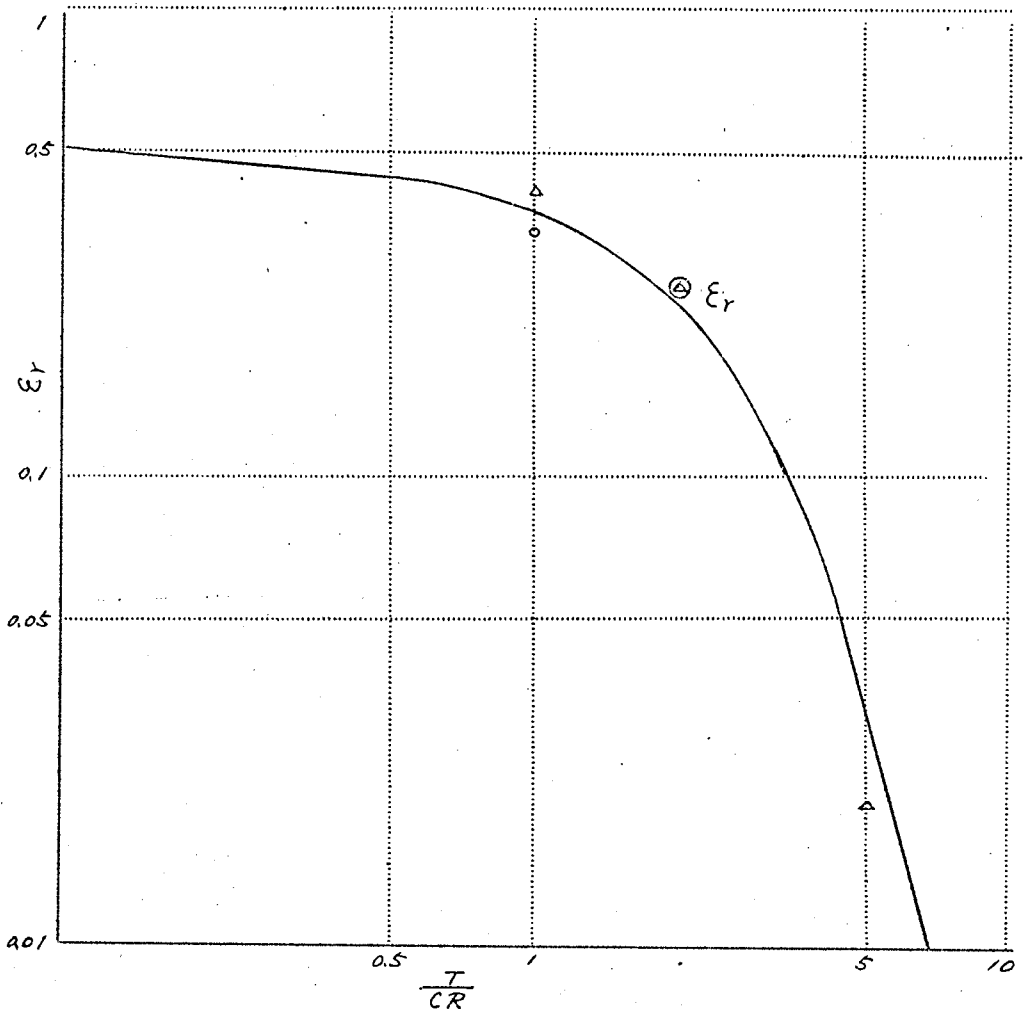
$$e_{o \text{ oper}}(t) = -\frac{t}{CR} \left[ e_i - \frac{\frac{T_o}{CR} e_i}{1 - \left(1 - \frac{T_o}{CR}\right) e^{-\frac{T_c}{CR}}} \cdot e^{-\frac{T_c}{CR}} \right] \dots\dots\dots (18)$$

(18) の第2項がリセット誤差である。入力に対する相対誤差を  $\varepsilon_r$  とすると

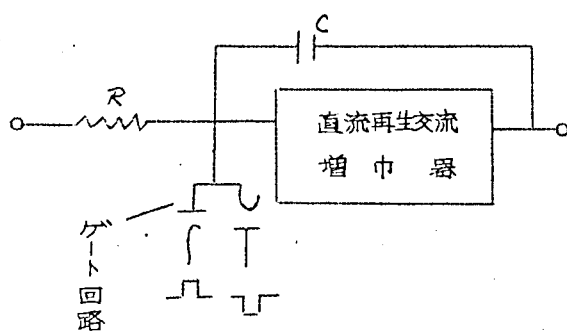
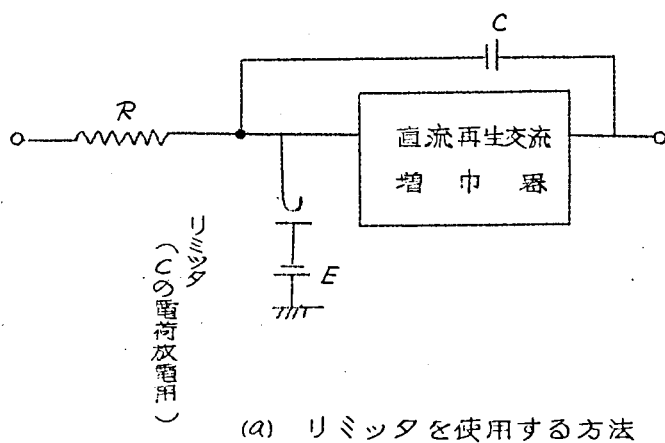
$$\varepsilon_r = \frac{-\frac{T_o}{CR}}{1 - \left(1 - \frac{T_o}{CR}\right) e^{-\frac{T_c}{CR}}} \cdot e^{-\frac{T_c}{CR}} \dots\dots\dots (19)$$

$T_0 = T_c = T$  として  $T/CR$  に対する  $\epsilon_r$  の関係を (19) より求めた結果が第2図であり  $T/CR = 1$ 、すなわち 50% 保返しの場合には  $CR = 0.01$  秒ではリセット誤差が 40% 近く生ずることを示している。 $CR = 0.002$  秒でも 3% 程度の誤差を生ずる。これを避けるためにはリセット時のみ  $C$  の電荷の放電回路の時定数を小さくするように、例えば  $C$  の両端を、または初段入力端子を直接短絡するゲート回路<sup>(註)</sup> (初段入力端子に 2 極管を挿入し矩形波電圧によりリセット時のみ導通状態にする) を挿入するか演算周期に対し、リセット周期を長く選ぶかの何れかによらねばならない。

○印、△印は実測結果



第2図 リセット誤差  $\epsilon_r$  と  $T/CR$  の関係

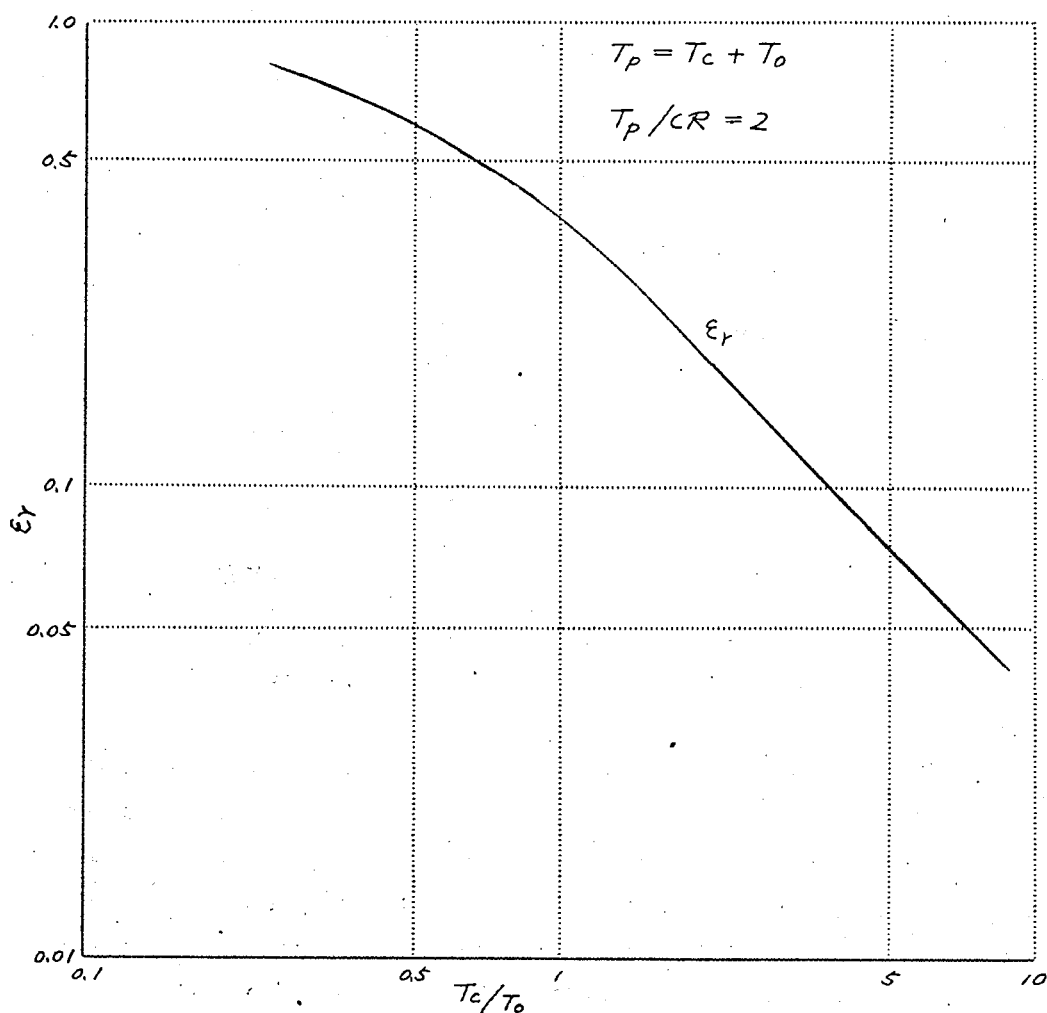


第3図 リセット誤差を除去する方法

(註) 入カグリッドにゲートを挿入することはゲート回路の誤差が問題になり易いので第3図 (a) のように負の電圧リミッタを挿入した方がかえって精度がよい。E は最大リセット誤差電圧を与えるので出来るだけ小さい方がよい。正のリミッタはグリッド回路が代用するので不要である (後述)

後者のリセット時間  $T_c$  を演算時間  $T_0$  に比して大きく選ぶことによる誤差軽減の効果を示す曲線が第4図である。図は  $T_p/CR=2$  として  $T_c/T_0$  に対する  $\epsilon_r$  を(19)より求めた結果であり、実用上不利な結果を示している。従って前者の方法によつて誤差改善を行うべきである。

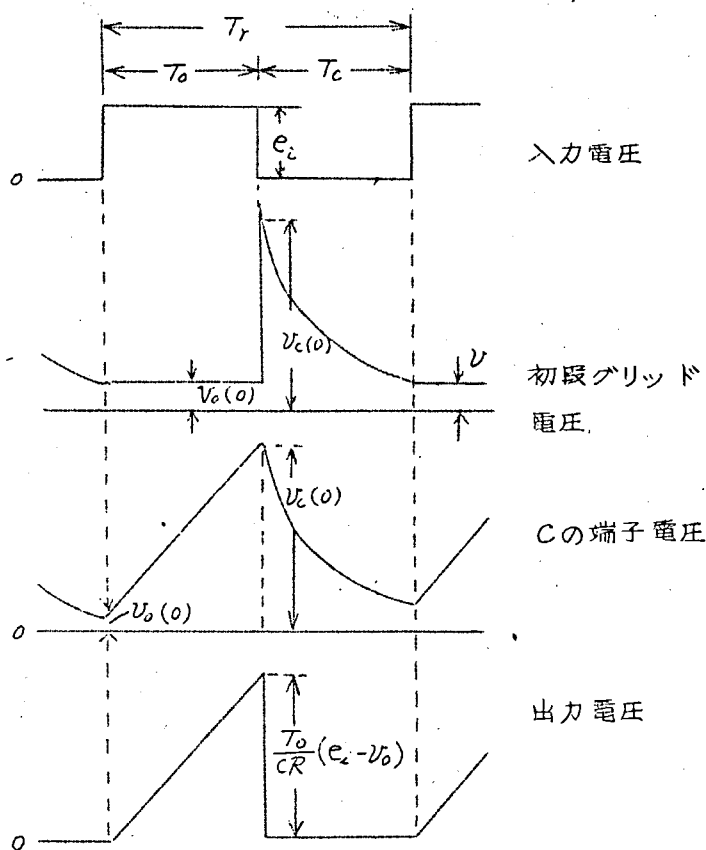
第5図は以上の解析結果より得た入力電圧、初段グリッド電圧、 $C$ の端子電圧、出力電圧を図示したものであってグリッド電圧に直流分  $V_0(0)$  が現われる点に注意を要する。すなわち入力に  $V_0(0)$  なる初期値を有するものを積分することに等しくなる。これの物理的意味について考察する。



第4図 リセット誤差  $\epsilon_r$  と  $T_c/T_0$  との関係



Cの端子電圧は第5図に示す如く充放電を行い  $U_0(0)$  なる直流電圧の常時残ることは明らかであろう。もし増巾器が直流増巾器であり演算時、リ



第5図 単位入力の積分の場合の各部電圧波形  
(理論的検討)

セット時の利得を  $\mu \approx \infty$ , 0とすると, 演算時の初段グリッド電圧及びリセット時の出力電圧はそれぞれ零にならねばならない。しかもこの2つの電圧の差がCの端子電圧になるとするならば演算時及びリセット時の電圧は自ら決まるのであり、演算時の出力電圧には直流分  $U_0(0)$  が表われるはずである。増巾器に交流増巾器を用いる時にはこの電圧は  $C_i$  に充電されており、演算時にはこの電圧は増巾器を通しては出力に現われないがCを通して出力に現われ、しかもこの値はCの残留電圧  $U_0(0)$  と相等しく

異符号である。従つて出力電圧の直流分は零となり第5図の如き結果が得られるのである。

## (2.2) 正弦波入力を積分する場合

前例と同様に(7),(8)に次式を代入すると、この場合の増巾器初段グリッド電圧及び出力電圧が計算出来る。

$$E_i(p) = e_i / (p^2 + \omega^2), \quad e_i(t) = (1/\omega) \sin \omega t$$

故に

$$E_{oper} = \frac{1}{1 + (1 + \mu)CRp} \left( \frac{e_i}{p^2 + \omega^2} + CRV_o(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right)$$

$$\therefore \mathcal{L}^{-1} E_{oper} = e_{oper}(t)$$

$$= \frac{e_i}{(1 + \mu)CR \left\{ \left( \frac{1}{(1 + \mu)CR} \right)^2 + \omega^2 \right\}} \left\{ e^{-\frac{t}{(1 + \mu)CR}} + \frac{1}{(1 + \mu)CR} \frac{1}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right\}$$

$$+ \frac{V_o(0)}{1 + \mu} e^{-\frac{t}{(1 + \mu)CR}} + \frac{\mu}{1 + \mu} V_{i0}(0) e^{-\frac{t}{(1 + \mu)CR}}$$

$$\simeq \frac{e_i}{\omega^2 CR (1 + \mu)} (1 - \cos \omega t) + \frac{V_o(0)}{1 + \mu} + \frac{\mu}{1 + \mu} V_{i0}(0)$$

$$\simeq V_{i0}(0) \quad \dots \dots \dots (20)$$

$$e_{clamp}(t) = V_c(0) e^{-\frac{t}{CR}} \quad \dots \dots \dots (21)$$

次に出力については

$$E_{o\,oper} = \frac{V_{i0}(0)}{p} \mu - \frac{\mu}{(1 + \mu)CRp + 1} \left( \frac{e_i}{p^2 + \omega^2} + CRV_o(0) + \mu CRV_{i0}(0) \right)$$

$$\mathcal{L}^{-1} E_{o\,oper} = e_{o\,oper}(t) \simeq -\frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega t) + V_{i0}(0) \frac{t}{CR} + V_{i0}(0) - V_o(0) \quad \dots \dots \dots (22)$$

$$e_{o \text{ clamp}}(t) = 0 \quad \dots\dots\dots (23)$$

前例と同様に  $v = e - e_o$ ,  $v_i = e + (e_o/\mu)$  を (20)~(23) より求めると

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &= \frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega t) - v_{io}(0) \frac{t}{CR} + v_o(0) \\ v_c(t) &= v_c(0) e^{-\frac{t}{CR}} \\ v_{io}(t) &= v_{io}(0) \\ v_{ic}(t) &= v_{ic}(0) e^{-\frac{t}{CR}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

境界条件としては全く前例の (15) が成立し (24), (25) より (但し  $T_0 = T_c = T$  とする)

$$\left. \begin{aligned} v_c(0) &= \frac{\frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega T)}{1 - \left(1 - \frac{T}{CR}\right) e^{-\frac{T}{CR}}} e^{-\frac{T}{CR}} \\ v_o(0) = v_{io}(0) &= \frac{\frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega T)}{1 - \left(1 - \frac{T}{CR}\right) e^{-\frac{T}{CR}}} e^{-\frac{T}{CR}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (25)$$

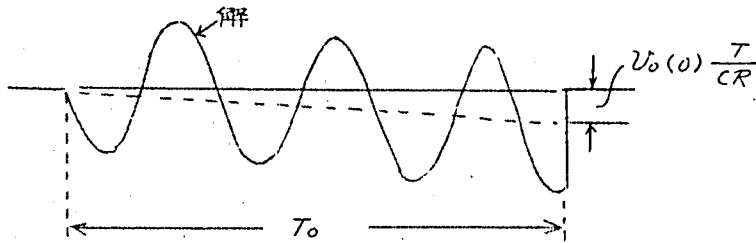
故に出力電圧は

$$e_{o \text{ oper}}(t) = \frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega t) + \frac{\frac{e_i}{\omega^2 CR} (1 - \cos \omega T)}{1 - \left(1 - \frac{T}{CR}\right) e^{-\frac{T}{CR}}} e^{-\frac{t}{CR}} \cdot \frac{t}{CR} \dots\dots\dots (26)$$

(26) は正しい演算解の上にオフセット電圧の積分値が重畳した解が出ることを意味している。従つて解は第6図に示す如くになり基線からずれる。サークルテストを行つた場合にサークルが次第にずれる現象はここに原因している。なお、解として1サイクル以上現われない場合にはこの誤差により解の読取りを大きく誤る場合がある。

この場合の相対誤差  $\varepsilon_r$  は (26) より

$$\varepsilon_r = - \frac{1 - \cos \omega T}{1 - \cos \omega t} \cdot \frac{T}{CR} \cdot \frac{e^{-\frac{T}{CR}}}{1 - (1 - \frac{T}{CR})e^{-\frac{T}{CR}}}$$



第6図 正弦波入力の積分器出力波形

$$\therefore \varepsilon_r(T) = \frac{-e^{-\frac{T}{CR}}}{1 - (1 - \frac{T}{CR})e^{-\frac{T}{CR}}} \cdot \frac{T}{CR} \quad \dots\dots\dots (27)$$

(27)の如く  $\varepsilon_r(T)$  は(19)で求めた  $\varepsilon_r$  と完全に一致している。従つて積分時定数  $CR=T$  の値では解の最大値に対し最大40%程度解が傾斜するおそれがある。

### (Ⅲ) リセット誤差の実測と考察

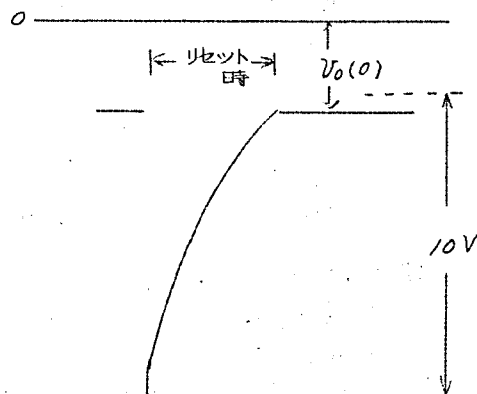
単位入力、正弦波入力の2つの場合について定性的にリセット誤差に関する前項の解析結果を確かめ、特に単位入力の場合につきその量を測定した。測定結果を第7表に示す。表中(-)入力が加わり(+)出力が得られる場合のリセット誤差  $\varepsilon_r$  は第2図で与えた計算結果とほぼ、一致しているが、(+)入力が加わり(-)出力が得られる場合には、リセット誤差は理論値より遙かに小さく実用上殆んど問題にされない程度である。その理由は正の入力が加つた場合はそのリセット時における放電電流は交流増幅器の初段グリッドを通して短絡されるために急激にCの端子電圧がある低レベルに達し前記  $U_0(0)$  が小さくなり、負入力の場合にはこの作用がないために前記解析結果と一致したものと考えられる。第7図(a),(b)は負、正入力の場合の初段グリッド電圧の実測波形を示したものであり、正入力の場合に

第1表 単位電圧積分の場合のリセット誤差実測値

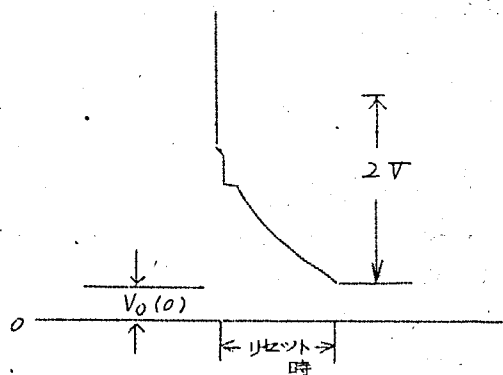
( $\mu F$ ) $C$	( $M\Omega$ ) $R$	(秒) $CR$	$T/CR$	$e_i \frac{T}{CR}$ (V)	$+e_o(T)$ (V) * $ E_r $	$-e_o(T)$ (V) * $ E_r $
0.05	0.2	0.01	1	12 $e_i=12$	7 $E_r=0.415$	-10 $E_r=0.16$
0.05	0.1	0.005	2	24	18 $E_r=0.25$	-23 $E_r=0.04$
0.05	0.05	0.0025	4	48	47 $E_r=0.02$	-48 $E_r=0$
0.01	1.0	0.01	1	12	8 $E_r=0.333$	-11 $E_r=0.08$
0.01	0.5	0.005	2	24	18 $E_r=0.25$	-23 $E_r=0.04$
0.01	0.1	0.001	10	40 $e_i=4$	40 $E_r=0$	40 $E_r=0$

\*本測定は DuMont 製 304AR 校正電圧により測定する。 $T=0.01$  秒

(a) -入力の場合



(b) +入力の場合



第7図 単位入力積分の場合の初段スリッド電圧(実測結果)

## (IV) 結 言

リセット誤差に關し理論的にその量を解析し演算時間、リセット時間との関連を明らかにした。その結果、単位入力、正弦波入力何れの場合についても相対誤差 $\varepsilon_r$ は等しく $T/CR = 1$ の条件では少くとも40%程度の誤差を生ずる結果を得た。この値は実測値と略々一致するが、正入力の場合には初段グリッド電流としてCの電荷が放電され殆んどリセット誤差を生じないことを確めた。

以上の考察は積分器に用いた場合であるが積分コンデンサに並列に $R_f$ を入れた1次遅れの場合についてもこの誤差を生じる。この場合のリセット時の放電時定数は $\frac{R_f R}{R_f + R} C$ になりこの値が前述のTの値に相当する。

故にこの値を前記制限値以下に下げねばならない。

これらの誤差は結果的に所期値を持つてゐることに等しく非線型微分方程式を取扱うときにはここでのべた誤差以上に問題となることが予想出来る。なお、本誤差は当社製ポータブルアナコンを使用していただける水産研究所土井氏より指摘されたものである。特に記して同氏に深く感謝の意を表するものである。

## 第2章 繰返し型アナログ計算機 の総合演算誤差

## 第2章 繰返し型アナログ計算機の 総合演算誤差<sup>(5)~(7)</sup>

### 〔I〕 緒 言

各種の演算器を組合せて微分方程式を解く場合に生じる誤差についての考察は低速度型の場合に行つたものと全く同様に取扱い得る。但し低速度型の誤差の内容とはかなり趣を異にしており演算周波数が高い点から部品の周波数特性や浮遊容量による影響が最も大である。

総合誤差が積分器から発生する誤差と係数設定回路から発生する誤差とに大別出来、前者が積分時定数が等しい場合にはその階数に無関係に一定の値になることや、後者が接続方式によって大巾に変わることは低速度型アナコンと全く同様である。ただ低速度型アナコンでは一般に用いる演算周波数域 ( $\omega \leq 10 \text{ rad/sec}$ ) では前者が大きいのに対し、繰返型アナコンでは両者が同程度で概に述べ難い。本章では積分器誤差については第1編で行つたと同様にサークルテストの実験を併行し、これと理論解析との関係を明らかにして設計基準、使用方法を示した。係数設定回路誤差については係数器は単体として取扱上の注意を挙げ、係数ポテンシオメータについては別章で考察する。

### 〔II〕 浮遊容量による演算器の誤差

第1図に示す演算器の演算インピーダンス  $Z_i$ ,  $Z_f$  に浮遊容量  $C_{si}$ ,  $C_{sf}$  が並列に入る場合にその伝達関数はこれらの影響を受けて次のようになる。

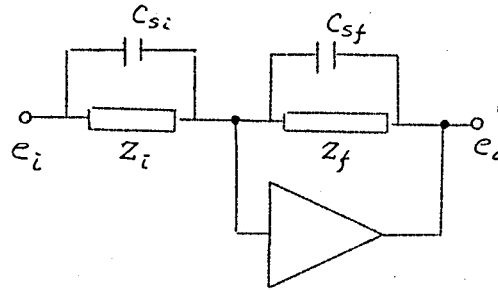
$$\frac{e_o}{e_i} = - \frac{Z_f}{Z_i} \frac{1 + C_{si} Z_i p}{1 + C_{sf} Z_f p} \approx - \frac{Z_f}{Z_i} \left[ 1 + (C_{si} Z_i - C_{sf} Z_f) p \right] \dots \dots \dots (1)$$

括弧内第2項が浮遊容量による誤差である。従つて

$$C_{si} Z_i = C_{sf} Z_f \dots \dots \dots (1)'$$

なる条件を満足する様に  $C_{si}$  又は  $C_{sf}$  を強制的に附加することによりこれによる誤差は軽減出来る。しかしこの方法は機能が決まつた係数器のみに





$$\frac{e_o}{e_i} = - \frac{Z_f}{Z_i} \cdot \frac{1 + C_{Si} Z_i p}{1 + C_{Sf} Z_f p}$$

但し  $C_{Si}, C_{Sf}$  : 浮遊容量

第1図 浮遊容量を考慮した演算器

適用出来るのであつて、 $Z_i, Z_f$  を変へ、伝達関数を大巾に変化出来る演算器や、積分器に対しては適当な補償方法がなく抵抗値を小さく選ぶとか浮遊容量を極力小さくするような配線、配置に対する考慮が必要である。積分器の定数設定法については次項以下で詳述する。

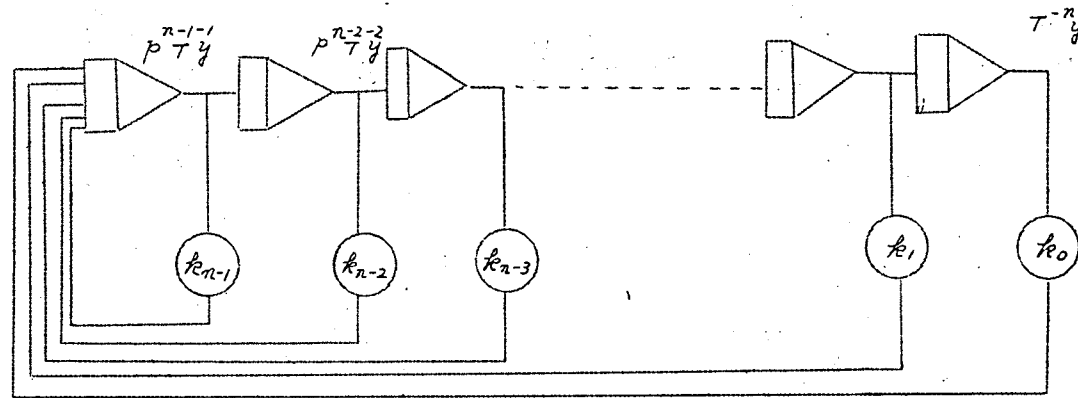
### (Ⅲ) 積分器に起因する誤差についての考察

#### (3.1) 一般式の誘導<sup>(5)(6)</sup>

第1編で取扱つた方法と全く同様にして導出出来る。ここでは解析の方法を変へ、より簡単に結果を導く。解析に際しては係数設定回路からの誤差は緒言に示した理由で、これを除外する。第2図は $n$ 階の微分方程式を解くための演算回路網である。これで解かれる方程式は(2)であり、アナコンに実際に計算する方程式は(3)である。

$$\sum_{m=0}^n T^m k_m p^m y = 0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\sum_{m=0}^n \left\{ \frac{1}{I(p)} \right\}^m k_m y = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$



第2図  $\sum_{m=0}^n T^m k_m p^m y = 0$  の演算回路  $k_n = 1$

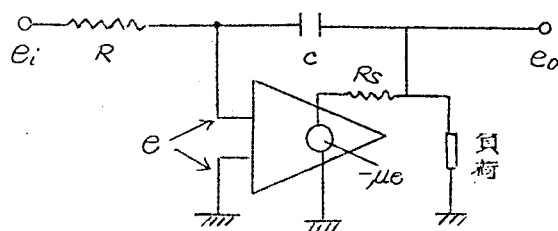
$I(p)$  は積分器の伝達関数であり、理想条件では  $I(p)^{-1} = p$  となり (2), (3) は完全に一致する。  $p_a, p'_a$  はそれぞれ (2) (3) の特性根であつて、その差  $\epsilon = p'_a - p_a$  が総合演算誤差を与えることになる。(2), (3) より

$$I(p'_a)^{-1} = p_a \quad \dots\dots\dots (4)$$

一方積分器の等価回路として第3図を考えると  $I(p)$  は

$$\begin{aligned} I(p) &= -\frac{1+pC_sR}{pCR} \cdot \frac{\mu - pCR_s}{1+\mu + \frac{(1+pC_sR)(1+pCR_s)}{pCR}} \\ &= -\frac{1+pT_s}{pT} \cdot \frac{\mu - pT'_s}{1+\mu + \frac{(1+pT_s)(1+pT'_s)}{pT}} \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

但し  $\mu$ : 演算増巾器利得  $R_s$ : 増巾器の出カインピーダンス  
 $T = RC$ ,  $T_s = RC_s$ ,  $T'_s = R_s C$



$R, C$ : 積分時定数  $R_s$ : 増巾器の出カインピーダンス  
 $C_s$ : 浮遊容量

第3図 積分器の等価回路

演算誤差として2つの特性根の差を考えると (4), (5) より第1近似として

$$\epsilon = p'_a - p_a = f(p'_a) p'_a - p_a \quad \dots\dots\dots (6)$$

(\*) は対象とする演算周波数領域で  $\epsilon$  が小さいと仮定して得られる式であ

る。

$$\therefore \epsilon \simeq -\frac{1}{\mu T} - p_a \left( \frac{1}{\mu} \right) + p_a^2 \left( T_s - \frac{T_s'}{\mu} \right) \quad (7)^*$$

(7) における  $\mu$  に次式に示す周波数特性を考慮する。

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + p\tau}, \quad \tau = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (8)$$

但し  $f_c$ : -3 db を与える周波数

(8) の影響を加味した  $\epsilon$  は (8) で  $p = p_a'$  とおき (7) に代入し逐次代入による近似を行い、その第1近似をとると

$$\epsilon \simeq -\frac{1+p\tau}{\mu_0} \left( \frac{1}{T} + p \right) + p^2 \left\{ T_s - \frac{1+p\tau}{\mu_0} T_s' \right\} \quad (9)$$

(9) の  $p$  に特性根を代入することにより、その場合に生じる積分器誤差  $\epsilon$  が計算できる。

例えば今特性根の中で解に支配的である代表特性根  $p_1, p_2$  として次式を考え、この場合の  $\epsilon$  を計算する。

$$p_1, p_2 = (\alpha_0 \pm j) \omega, \quad \alpha_0 = \delta/\omega \quad (10)$$

(10) を (9) に代入し  $\epsilon$  についての実部  $\epsilon_R$  及び虚部  $\epsilon_I$  を計算すると次式のようになる。なお以下では  $T_s'$  の影響は小さいとしてこれを省略する。

$$\begin{aligned} \epsilon_R &= -\frac{1}{\mu_0 T} - \frac{\alpha_0 \omega}{\mu_0} \left( \frac{\tau}{T} + 1 \right) + (\alpha_0^2 - \omega^2) \left( T_s - \frac{\tau}{\mu_0} \right) \\ &\simeq -\frac{1}{\mu_0 T} - \frac{\alpha_0 \omega}{\mu_0} \left( \frac{\tau}{T} + 1 \right) - \omega^2 \left( T_s - \frac{\tau}{\mu_0} \right) \quad \omega^2 \gg \alpha_0^2 \quad (11) \end{aligned}$$

$$\epsilon_I = 2\alpha_0 \omega \left( T_s - \frac{\tau}{\mu_0} \right) - \omega \left( \frac{\tau}{\mu_0 T} + \frac{1}{\mu_0} \right)$$

$\epsilon_R, \epsilon_I$  が振巾及び周波数誤差を与える。一般には  $T_s$  の影響が極めて大で  $\epsilon_R > \epsilon_I$  である。いま  $\epsilon_R$  のみに着目し、 $\omega$  と  $T$  との間に次の関係が

---

\*以下特にことわらない限り  $p = p_a$  とする。

成立するとすれば

$$\omega = k/T = k/CR \quad (12)$$

(12) を (11) に代入して

$$E_R = \frac{1}{CR} \left\{ -\frac{1}{\mu_0} (1 + k\alpha_0) - \frac{C_s}{C} k^2 + \frac{k\tau}{\mu_0 CR} (k - \alpha_0) \right\} \quad (13)$$

演算時間  $t$  秒後における誤差  $\varepsilon$  は近似的に

$$\varepsilon = E_R t \quad (14)$$

になる。繰返し型アナコン演算時間に制限があるために  $\varepsilon$  の値の方がより重要である。

(13), (14) において  $t, \mu_0, C_s, \tau$  を与え,  $k$  をパラメータとして, 誤差と  $C, R$  の関係を求めた場合, この図は逆に誤差をある値以内にするための  $CR$  の使用限界を与える図になる。 $k=1, 1 \gg \tau/\mu_0$  として  $t=0.01$  秒,  $C_s=10 \text{ pF}$ ,  $\mu_0=3 \times 10^3$ ,  $\alpha_0=0, \pm 1$ , について計算された誤差限界曲線<sup>(8)(9)</sup> の 1 例を第 5 図に示す。 $\alpha_0$  と振動解の相隣る振巾の比との関係は文献<sup>(10)</sup> に詳述されているが,  $\alpha_0=1.4$  では相隣る振巾比はほぼ  $10^{-2}$  程度である。

### (3.2) 増巾器に起因する誤差 $\varepsilon_\mu$

(11) より増巾器特性による誤差  $\varepsilon_\mu$  は

$$\varepsilon_\mu = -\frac{1}{\mu_0 T} - \frac{\alpha \omega}{\mu_0} \left( \frac{\tau}{T} + 1 \right) + \omega^2 \frac{\tau}{\mu_0} \quad (15)$$

いま簡単のために  $\omega = 1/T$  とすると (15) は

$$\varepsilon_\mu = -\frac{\omega}{\mu_0} (1 + \alpha) + \omega^2 \frac{\tau}{\mu_0} (1 - \alpha) \quad (16)$$

第 1 項は主として増巾器利得, 第 2 項は周波数特性で決まる誤差項である。

第 1 項から  $\varepsilon_{\mu 1} = -\frac{\omega}{\mu_0} (1 + \alpha) t$  が 1% 以下となるべき条件を計算する。 $t=0.01$  秒,  $\mu_0=3 \times 10^3$ ,  $\alpha=0$  とすると  $\omega < 3 \times 10^3 \text{ rad/sec}$  が得られ,  $\omega = 1/T$  の場合では  $T \geq 3.3 \times 10^{-4}$  秒なる使用出来る最小時定数が与えられる。 $\varepsilon_{\mu 1}$  を 0.5% 以内にするには上の条

件は更に  $\omega \leq 1.5 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ ,  $T \geq 6.6 \times 10^{-4}$  になる。

第2項  $\varepsilon_{\mu_2} = \omega^2 \frac{\tau}{\mu_0} (1-\alpha)t$  を0.5%以下にし且つ前記条件を維持するための周波数特性  $\tau$  を計算する。すなわち  $\mu_0 = 3 \times 10^3$ ,  $\alpha = 0$ ,  $\omega = 1.5 \times 10^3 \text{ rad/sec}$  を代入すると  $\tau = \varepsilon_{\mu_2} \cdot \mu_0 / \omega^2 t = 6.7 \times 10^{-6} \text{ sec}$ 。すなわちカットオフ周波数  $f_c = 250 \text{ Hz}$  の結果が出る。この値の出現は極めて容易であり、通常  $f_c = 5 \sim 10 \text{ kc}$  の程度である。従つて第2項から制限される  $\omega$  の値は第1項からの値よりも充分高い。故に  $\varepsilon_{\mu}$  はほぼ第1項で決る。設計に際しては、計算周波数と所要の  $\varepsilon_{\mu}$  が与えられると、第1項から  $\mu_0$ 、第2項から  $\tau$  を算出すればよい。

### (3.3) 積分抵抗の浮遊容量による誤差 $\varepsilon_s$

この誤差は帰還型アナコンで最も大きい値を示すものである。(11)より明らかなように

$$\varepsilon_s \simeq -\omega^2 T_s, \quad T_s = RC_s \quad \dots\dots\dots (17)$$

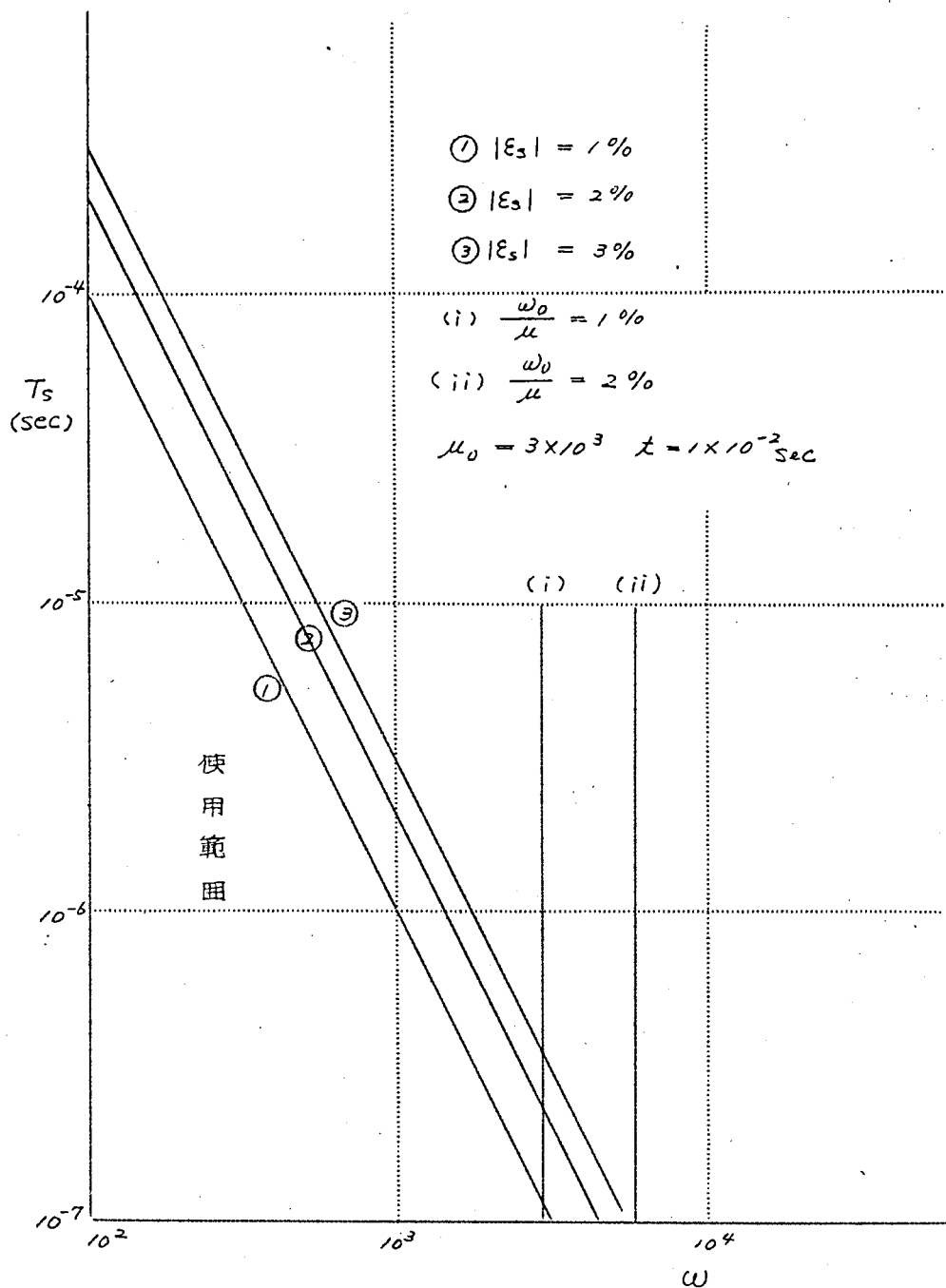
例えば  $T_s = 10^{-6}$  秒とし  $|\varepsilon_s| = |\varepsilon_s| t < 0.01$  ( $t = 0.01$  秒とする) とするに  $\omega < 10^3 \text{ rad/sec}$   $f < 160 \text{ Hz}$  となり、 $T_s = 10^{-6}$  秒は  $C_s = 10 \text{ pF}$  に対して  $R = 0.1 \text{ M}\Omega$  で通常あり得る値である。従つてこれをさけるには最もわかり易くのとると  $R$  はできるだけ小さく、 $C$  はできるだけ大きくすることが必要である。第1表はこれについての実験例であり、サーフルテストで  $T = 5 \times 10^{-4}$  秒、 $T = 10^{-3}$  秒を一定として  $R$ 、 $C$  を変えた場合の誤差の変化の様子を示している。 $R$  の大きい範囲では略演算誤差は浮遊容量による誤差  $\varepsilon_s$  と同程度であり、 $R$  の減少と共に改善されることがわかる。

第4図は  $\omega$ 、 $T_s$ 、 $\varepsilon_s$  の関係を図示したもので、計算をしている  $\omega$  と  $T_s$  を知れば大体の誤差の目安をつけるのに便利である。(i)(ii) は  $\frac{\omega}{\mu_0}$  から  $\mu_0$  が与えられることによって決まる  $\omega$  の上限値である。直線 (i)-(ii)、(ii)-(2)、…… で囲まれた範囲内が  $T_s$  が与えられた時の  $\omega$  の使用範囲図である。

第1表 サークルテストにおける振巾誤差実験値

$T$ (sec)	$R$ (M $\Omega$ )	$C$ ( $\mu F$ )	実験誤差 (%)	$E_s$ (計算) (%)
$5 \times 10^{-4}$	1.0	0.0005	-31	-32
	0.5	0.001	-15	-16
	0.25	0.002	-7	-8
	0.1	0.005	-3	-3.2
	0.05	0.01	-1	-1.6
	0.01	0.05	-1.5	-0.32
$1 \times 10^{-3}$	1.0	0.001	-8	-8
	0.5	0.002	-4.5	-4
	0.2	0.005	-2.0	-1.6
	0.1	0.01	-1.0	-0.8
	0.02	0.05	-1.0	-0.16

$E_s$ (計算) は  $C_s = 8 \text{ pF}$  としている。



第4図  $\omega$ と $T_s$ の関係  
 ( $\omega$ の使用限界)



## (Ⅳ) 繰返し型アナコンの使用条件<sup>(8)(9)</sup>

以上の考察より明らかになったように繰返し型アナコンにおいて使用条件の如何によつては浮遊容量及び周波数特性の影響を受けて思わざる誤差をまねく。その他次に示す理由により演算インピーダンスに限界値を持っている。従つてこれらの限界を图表に示し誤差を出来るだけ小さくするか、あるいはその目安をつける上において極めて重要である。著者はこれを演算インピーダンスの使用限界図と称しこれの使用を推奨した。以下これについて説明する。

### (4.1) 浮遊容量からの制限

$T_s$  が決ると第4図から $\omega$ の使用範囲が与えられる。代表特性根  $p_1$ ,  $p_2 = (\alpha_0 \pm j) \omega$  が与えられた場合には(11)で誤差が決まる。第5図に50%繰返し、10%繰返しに対して0.2, 1, 5%, 1, 5, 25%の誤差を与える限界線を示した(但し $\alpha_0 = 0$ )。後にのべる諸制限でハッチをした部分が使用範囲になる。 $C$ の下限値は $C_s = 10 \text{ pF}$  として1%誤差を考えると $0.001 \mu\text{F}$  以下は使用できない。 $\alpha_0 < 0$  になると使用範囲は拡大する。

### (4.2) リセット誤差からの制限

第1章でのべたように積分時定数が演算時間に対して大になると、リセット誤差が増大する。例えば50%繰返しの場合では $CR = 0.01$  秒で40%,  $CR = 0.002$  秒で3%の誤差を生じる。10%繰返しの場合では $CR = T$ の値がそれぞれの誤差値に対して2倍になる。この値で $T$ の上限が決る。第13図では50%に対しては0.001秒、10%繰返しに対しては0.005秒としている。また $T$ の上限は増巾器の安定性からも与えられるが通常はリセット誤差で制限される値よりも大きい。

### (4.3) 増巾器の負荷からの制限

入力演算抵抗が前段増巾器の負荷となるために、この値をある程度以下に下げられない。過負荷により見掛け上の増巾度が低下するが、この面から

演算抵抗の下限が決る。いま負荷による増巾度の減少率 $\beta$ について考えると、

$$\beta = R / (R + R_s)$$

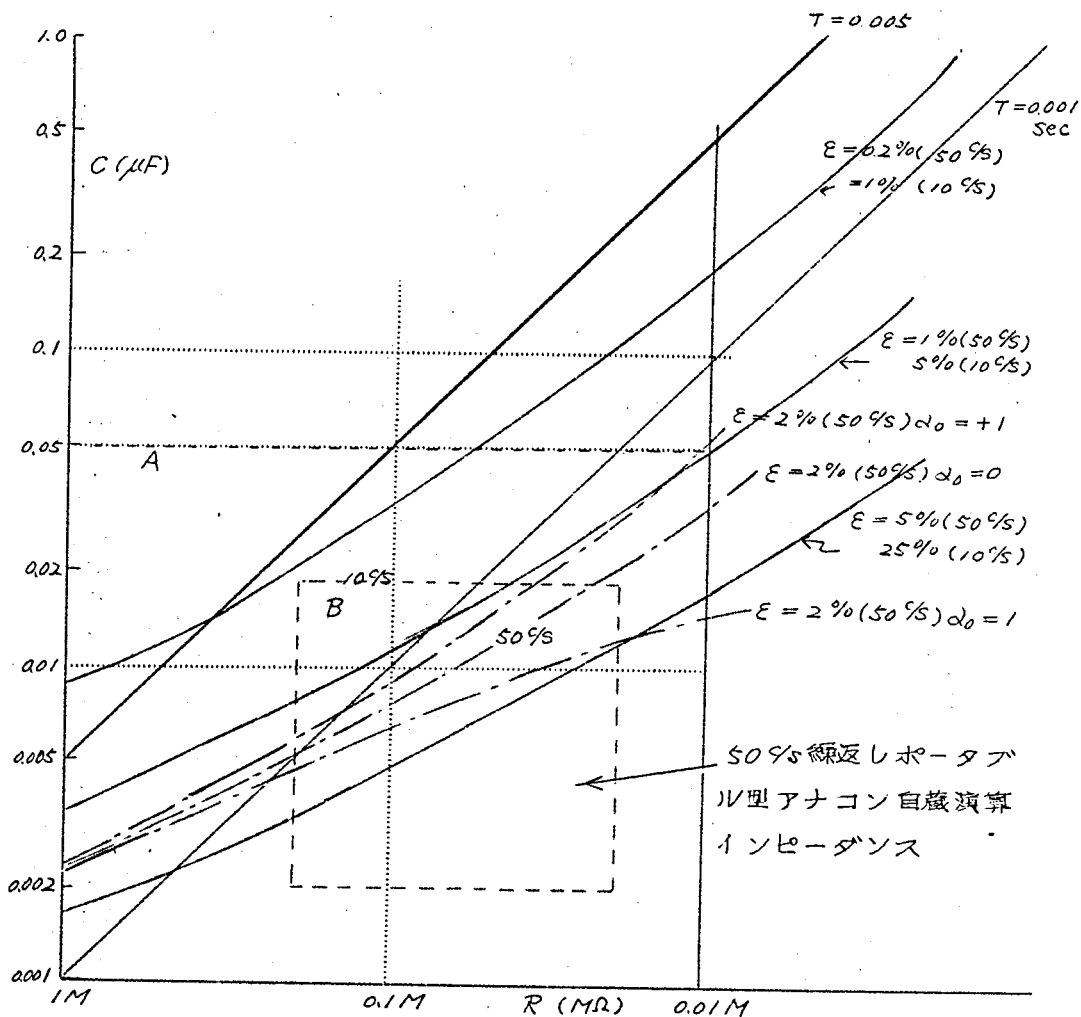
であり  $R_s = 0.4 \beta \Omega$ ,  $\beta = 0.9$  として  $R > 3.6 \text{ K}\Omega$  になる。実際には1個の出力に何個かの入力抵抗が負荷されるのであるからこの値は大体10 K $\Omega$ 程度になる。

#### (4.4) その他

解の判読の点の制限がある。 $T$ を大にとると振動周期が大となり画面に解が表われ切れない場合が生じる。解記録時間を0.01秒とした時、この時間内に1サイクルの波形を写かせるためには  $\omega = 2\pi \cdot 10^2 \text{ rad/sec}$  になる。フラウソ管上に1/5周期の波形が記録されなければ、解としての特長を失うとすれば  $\omega > 40\pi$  となり積分時定数は  $T < 8 \times 10^{-3}$  秒になる。

その他の重要な問題として増巾器の安定性からの制限がある。演算増巾器は負帰還増巾器であるために、積分時定数が全体の安定性を害する場合がある。増巾器が交流増巾器の場合には $T$ が大きすぎると他周波域での共振をし、小さすぎると高周波共振の原因となる。一般にこれにより制限を受ける範囲はその原因でおさえられるものより大である。

その他係数器の倍率の制限もある。この値は大にすると帰還率が減少し誤差が増大する。例えば  $\mu_0 = 3 \times 10^3$  の場合  $E_\mu$  は倍率30倍で1%となり、少なくとも倍率はこの値以下でなければならぬ。以上挙げてきた諸条件を第5図のように1つの表にまとめて備えることは精度維持の上で極めて重要と考える。



第5図 線返型アナコンの演算インピーダンス  
使用限界図

## (V) 繰返し型アナコンの精度向上に関する検討

### (5.1) 演算インピーダンスの自蔵

アナコンで演算インピーダンスを自蔵し各種換算係数を押ボタンまたはロータリスイッチでセット出来ることは、取扱いを容易にし繰返型アナコンの計算の迅速性の特長を助長出来ることは勿論、常に規定精度内のインピーダンスが使用出来るために精度保持の点からも実用上すぐれた方式である。著者はこの方式の採用を提案し<sup>(1)</sup>、製品に採用している。これら自蔵させるインピーダンスの値は前述の演算インピーダンス使用限界図と関連している。いま演算増巾器を積分器として用いる場合に考え得る適当な自蔵演算インピーダンスの積分時定数を第2表のようにする。この中積分時定数としてとり得る範囲を前述の理由に基づいて0.000/秒から0.01/秒

第2表 繰返型アナログ計算機使用インピーダンス

(使用限界図参照)

$\begin{matrix} C(\mu F) \\ R(M\Omega) \end{matrix}$	0.001	0.002	0.005	0.01	0.02
0.01				0.0001	0.0002
0.02			0.0001	0.0002	0.0004
0.03			(0.00015)	0.0003	0.0006
0.04			0.0002	0.0004	0.0008
0.05		0.0001	0.00025	0.0005	0.001
0.06		0.00012	0.0003	0.0006	0.0012
0.07		0.00014	0.00035	0.0007	0.0014
0.08		0.00016	0.0004	0.0008	0.0016
0.09		0.00018	0.00045	0.0009	0.0018
0.1	0.0001	0.0002	0.0005	0.001	0.002
0.2	0.0002	0.0004	0.001	0.002	0.004
0.3	0.0003	0.0006	0.0015	0.003	0.006
0.4	0.0004	0.0008	0.002	0.004	0.008
0.5	0.0005	0.001	0.0025	0.005	0.01
0.6	0.0006	0.0012	0.003	0.006	
0.7	0.0007	0.0014	(0.0035)	(0.007)	
0.8	0.0008	0.0016	0.004	0.008	
0.9	0.0009	0.0018	(0.0045)	(0.009)	
1	0.001	0.002	0.005	0.01	

まるとし、この範囲外の演算時定数が得られても無意味であるとして省略する。第2表から破線内の定数を自蔵する事が最小限最も得策であることが明らかである。もしこの範囲内を自蔵するとすればこれにより実現出来ない積分時定数は破線外の括弧で示す値のみとなる。この表より積分器の場合、抵抗は $50\text{ k}\Omega$  から $500\text{ k}\Omega$  まで有効数字1桁で選ぶことが出来、コンデンサは $0.002\mu\text{F}$ ,  $0.005\mu\text{F}$ ,  $0.01\mu\text{F}$ ,  $0.02\mu\text{F}$  があれば十分であるという結論に達する。

製品装置はこの結論に基づいて自蔵演算インピーダンスの値を決定しているが実際には使用上の便利さから $0.001\mu\text{F}$ をもそなえている。第5図の使用限界図に自蔵インピーダンスの関係を示している。Aは大型装置においてBは小型装置<sup>(9)</sup>において採用した値である。この考察は50% 繰返の場合であるが繰返周波数が低い場合に対しても同様に演算インピーダンスの値を決定出来る。すなわちコンデンサの値を $0.1$ ,  $0.05$ ,  $0.02$ ,  $0.01$ ,  $0.005\mu\text{F}$ が適当であろう。

## (5.2) 解指示部の改良

繰返型アナコンの最終精度は解指示部の読取り精度で決定されるのであるが、特に繰返型の場合には演算時間に制限があるためにその値はフラウン管装置のスポットの太さと振巾の關係により与えられる。例えばサークルテストにより判定出来る誤差の限界について考察すると次のようになる。振巾誤差 $\varepsilon$ は

$$\varepsilon = \delta/D \quad (18)$$

但し  $D$ ; サークルの半径,  $\delta$ ; 初期直径よりの偏差  
従つて (18) より誤差の測定精度は

$$\left| \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \right| = \left| \frac{\Delta \delta}{\delta} \right| + \left| \frac{\Delta D}{D} \right| \quad (19)$$

いま  $D = 5\text{ cm}$  としてフラウン管スポットの太さを $0.1\text{ cm}$  とし、しかも  $\varepsilon \approx \Delta \delta/D = 2\%$  程度を考えると  $\Delta \delta = 0.1\text{ cm}$  となりビームの太さと同程度であり  $\left| \frac{\Delta D}{D} \right| < 0.02$  及び  $\left| \frac{\Delta \delta}{\delta} \right| < 0.5$  となる。

このことは誤差2%を云々する場合には既にその値自体に50%の誤差を含むことを意味し、サークルの真円度を考慮に入れるならば更にその値は

大きくなり、上述の程度のアラウン管では誤差2%は測定の限界と考えるのが妥当と見られる。勿論この値はサークルの直径が小さくなるのに対し直線的に増加する。これに対して著者は2つの方式による解指示部の精度向上に肉する検討を行つた。

(1) 電気的方法によるアラウン管の読取精度の向上。

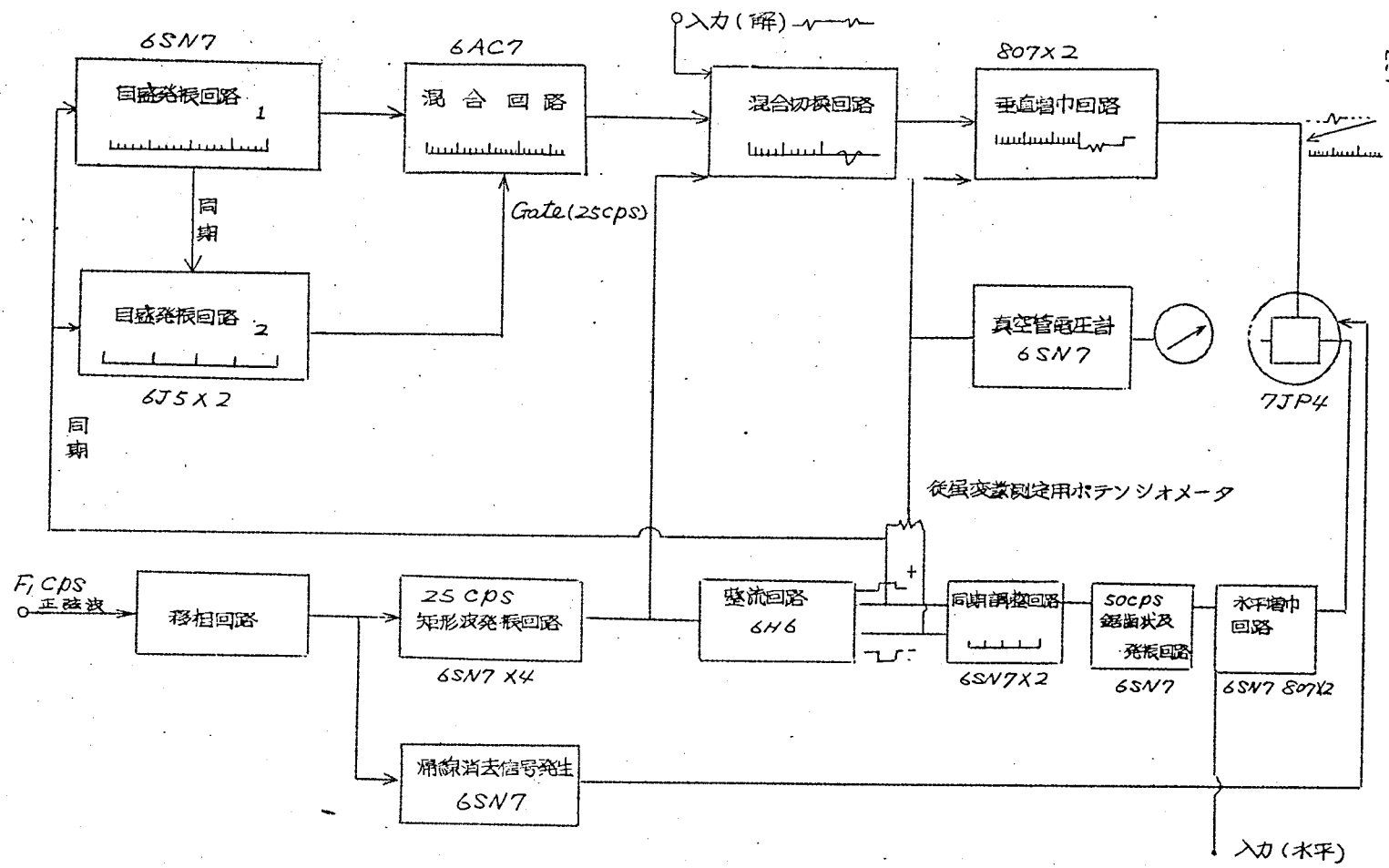
(2) 歯状波を低速記録方式に直し解を大きく画かせて読取の精度を上げる。

(12)(13)

### (5.2.1) 電気的方法による読取精度の向上

著者は、独立変数、従属変数の値をそれぞれ電氣的に求め、上記の誤差を出来るだけ除去しようとする方法を先んじて提案した。すなわち独立変数については横軸に目盛を挿入して縦軸については指示像を上下に移動せしめ、移動量を真空管電圧計で測定し、従属変数を求める方式のものである。第6図に50%に同期して解が得られる解指示部装置を示す。同盛発振回路1及び2はそれぞれ5kc、1kcの発振回路であり、移相回路、25%矩形波発振回路、整流回路により得られた25%矩形波ゲートにより、発振及び発振停止をしている。更に発振回路2は発振回路1と同期をとっている。これらの発振信号を微分し振巾を加減し混合回路に加えれば50%中に長い目盛20本、短い目盛100本が重なって得られ、なお且これらが同期しているため、短目盛5本目毎に長目盛を得ることが出来る。この目盛信号が次の混合切替回路に入り、始めの50%の中の0.01秒は演算回路で得られた解に相当する波形が得られる。この切替には先に述べた25%矩形波ゲートを用いている。かくして得られた50%のパルスに同期した50%鋸歯状波によりスweepさせればアラウン管上にははじめの50%に解が次の50%には目盛が表われ、これらを同時にアラウン管上に指示し得る。すなわちこの目盛上に独立変数の値は直視的に求まる。次に従属変数の求め方についてであるが、これは解の位置を上下し基準線よりの移動量を真空管電圧計で読めばよいのであつて、25%の正負電圧向に入つたポテンシオメータの出力電圧をパッシュアップ垂直増巾回路の基準電圧側に挿入し、同時にこの電圧を差動増巾器型電圧計で直読する。

著者の使用アラウン管は7VP1であつて現在のところ増巾回路の非直線性をカバーし実用化している。



第 6 図 線返型アナログ計算機指示装置

なおこれに關する実験はかなり過去に行つたもので現在ではこの方式に大きな改良を加えた。

### (5.2.2) 繰返し波形の低速記録 (サンプリングプロッタ)

これについては著者は巾波調法を提案した。詳細を第4章にのべる。

### (5.3) 低速繰返し型アナコンの提案<sup>(9)(14)</sup>

繰返し型アナコンにおいては誤差の主要原因が部品の浮游容量並びに増巾器の周波数特性にある。従つてこの原因を積極的に避ける手段としては当然繰返し周波数を下げることが考えられる。はじめにこれによる誤差の改善率について考察する。

現繰返し周波数の場合の振巾誤差を $\varepsilon$ 、繰返し周波数を $1/n$ に下げた場合の誤差を $\varepsilon_n$ とし解として同一波形を得るようにタイムスケースを選んだ場合について比較すると(9)式より

$$\varepsilon = \left\{ -\frac{1}{\mu_0 T} + \omega^2 (-T_S) \right\} t = \left\{ -\frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{T} (-T_S) \right\} \frac{t}{T} \quad (\text{例えば } \omega = \frac{1}{T} \text{ とする})$$

$$\varepsilon_n = \left\{ -\frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{nT} (-T_S) \right\} \frac{nt}{nT}$$

$$\frac{\varepsilon_n}{\varepsilon} = \frac{\left\{ -\frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{nT} (-T_S) \right\}}{\left\{ -\frac{1}{\mu_0} - \frac{T_S}{T} \right\}} \simeq \frac{1}{n} \quad \dots\dots\dots (20)$$

故に繰返し周波数を $n$ 分の $1$ に下げることにより誤差を $1/n$ に減少し精度の改善を計ることが出来る。

第3表にこれらを実験的に検討した結果を示す。すなわち繰返し周波数 $50\%S$ における演算解と繰返し周波数 $50\%S$ の場合のそれとを同一にする如くに積分定数を選び演算誤差を比較した場合、ほぼ $1/n$ の改善がなされている。

かくの如く繰返し周波数を下げることは更に周波数特性が改善されたことに等しく精度改善に極めて有効である。更にこの方式はアナコンの応用範囲を広める点からも重要である。従来周波数特性を云々する問題を繰返



第3表 低速繰返し型アナコン実験結果

繰返し周波数	積分抵抗 ( $M\Omega$ )	積分コンデンサ ( $\mu F$ )	演算誤差
50 c/s	1.0	0.0005	30.5 %
5 c/s	1.0	0.005	2 % *
50 c/s	1.0	0.001	7.2 %
5 c/s	1.0	0.01	2 %

\* スポットの太さで決定している。

繰返し型アナコンで取扱う場合には解の周波数帯域が広いために低周波域で演算インピーダンスの使用に注意しても、高い周波数部分に対しては、前述の浮游容量誤差の混入は避けられない。しかしながらこれに対しても繰返し周波数を下げることにより、解の周波数帯域をそれだけ低周波域にずらせたことになり、高周波域における誤差を軽減し得る。しかしいずれにせよ根本的には繰返し型であるために演算時間に制限があり、かかる問題解析には適していない。

## (Ⅵ) 結 言

繰返し型アナコンの総合演算誤差に関する一般式を求めこれを実験的にたしかめた。誤差の主因は主として浮游容量に起因するものであり、これらを含めて演算誤差を極力軽減する演算インピーダンスの使用限界図を与えた。更に精度改善の上より積極的に浮游容量にもとづく誤差を軽減する低速繰返し方式を提案しその効果を認めた。更に精度を向上させるために演算インピーダンスの自蔵の提案、解指示方式の改善の検討を行った。

### 第3章 ヘリカルポテンシォメータ の周波数特性と演算誤差 に及ぼす影響

## 第3章 ヘリカルポテンシオメータの周波数特性と演算誤差 に及ぼす影響

### (I) 緒 言

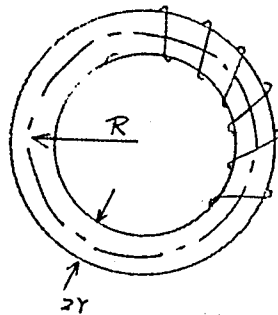
高い精度で微分方程式の係数を設定するためにヘリカルポテンシオメータ（以下H-Pと略す）が使用されていることは、低速度型アナコンでは常識である。従つてその抵抗値の直線性についてはしばしば論ぜられ、すでに0.1%以内の精度を有するものが製作されている。繰返し型アナコンにおいてもこれを使用できることは設定精度向上の点で望ましいことであるが、この場合には周波数特性が問題となり、ある値以下のものを選ばないとかえつて誤差の原因となるおそれがある。すなわち高い周波数においては、分割比は設定した目盛の値にはならない。従つてその周波数特性を知ること、これを繰返し型アナコンに利用する上において重要である。著者は種々のH-Pにつき、その等価回路を考へ定数を実測、検討した。更にこれのアナコン誤差への影響につき理論的及び実験的に考察した。以下これらについて述べる。

### (II) 等価回路と伝達関数

H-Pはその構造が複雑であるため、その等価回路を広い周波数範囲にわたり求めることは面倒である。従つて著者はアナコンで実際上問題となる周波数範囲（150 kc以下）においてほぼ成立するであろうと考えられる等価回路を仮定し、これについて実験しその妥当性について検討した。

等価回路を決めるに際しては、これをできるだけ簡単にするために近似的に省略出来ると考えられる諸定数の値について予め考察する。第1に抵抗巻線のインダクタンス、 $L$ を考える。巻線は二重コイル方式であり、その計算には大きいノターンを円形断面単層環状コイルと考え、その $L_0$ を求め、それをターン倍して総インダクタンス、 $L$ を求めた。すなわち10ターンの総インダクタンス $L$ は（第1図参照）

$$L \approx 10 \times 4\pi N^2 (R - \sqrt{R^2 - r^2}) \times 10^{-9} \text{ (H)} = 250 \mu\text{H}$$



$$L = 4\pi N^2 (R - \sqrt{R^2 - r^2}) \times 10^{-9} \text{ H}$$

$N$ : 全巻数  $R, r$ : cm

第1図 円形断面単層環状コイルのLの計算

コイル抵抗値を  $30 \text{ k}\Omega$  とすると、このLに原因するカットオフ周波数はほぼ  $600 \text{ Kc}$  近くにあり、ここで取扱う周波数帯域内では省略しても差支えない。第2に心線内に生じる渦流損がある。心線に用いられている銅線は抵抗線に比して太く周波数の高いところではこの中に生じる渦流損についても当然考慮しなければならない。しかしこの値も前者同様ここで扱う周波数範囲内においては省略して差支えないであろう。

以上の2つを省略することにより、 $H-P$  の等価回路を表わす定数は分圧抵抗と分布静電容量のみである。この2つだけを考え、しかももっとも簡単且つ適当と思われる集中定数回路としては第2図が考えられる。この回路の $H-P$  の等価回路としての妥当性について検討する。

1-2, 2-3間のインピーダンス  $Z_i (i=1 \text{ または } 2)$  は  $C \neq 0$  とすると

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_i} &= \frac{1}{R_i} + C_i p + \frac{C_i p}{1 + C_i R_i p} \quad (i=1, 2) \\ &= \frac{1 + (C_i R_i + C_i R_{oi} + C_{oi} R_{oi}) p + C_{oi} R_{oi} C_i R_i p^2}{R_{oi} (1 + C_i R_i) p} \quad \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

(1)式中  $R_{oi}$  はヘリカルポテンシヨメータの抵抗値を  $R$ 、分割比を  $\alpha (0 < \alpha < 1)$  とすると

$$R_{o1} = (1 - \alpha) R, \quad R_{o2} = \alpha R \quad \dots\dots\dots (1)'$$

である。しかして (1) において  $p = j\omega$  とし

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i(\omega)} + j\omega I_i(\omega)$$

とすると、

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_i} &= \frac{1 + \omega^2 C_i R_i (C_i R_i + C_i R_{oi})}{R_{oi} (1 + C_i^2 R_i^2 \omega^2)} + j\omega \frac{(C_i + C_{oi}) + \omega^2 C_{oi} (C_i R_i)^2}{(1 + \omega^2 C_i^2 R_i^2)} \\ &\approx \frac{1 + \omega^2 C_i R_i C_i R_{oi}}{R_{oi}} + j\omega \left[ \frac{C_i}{1 + \omega^2 C_i^2 R_i^2} + C_{oi} \right] \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

$$\text{但し } 1 \gg C_i^2 R_i^2 \omega^2$$

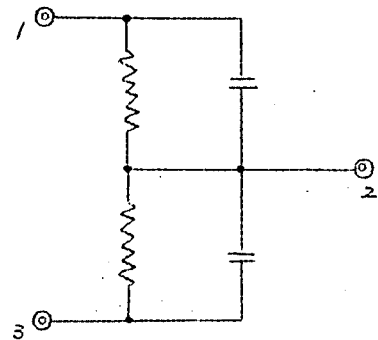
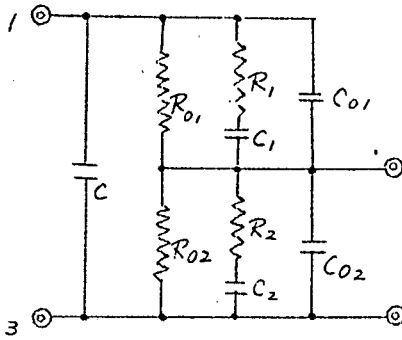
$$\begin{aligned} \therefore R_i(\omega) &= \frac{R_{oi}}{1 + \omega^2 C_i^2 R_i^2 R_{oi}} \equiv \frac{R_{oi}}{1 + \omega^2 \tau_{Ri}^2} \\ I_i(\omega) &= \frac{C_i}{1 + \omega^2 C_i^2 R_i^2} + C_{oi} \equiv \frac{C_i}{1 + \omega^2 \tau_{Ii}^2} + C_{oi} \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} R_i(\omega) \\ I_i(\omega) \end{aligned}} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{但し } \tau_{Ri}^2 = C_i^2 R_i R_{oi}, \quad \tau_{Ii} = C_i R_i$$

(3) からわかることは  $R_i(\omega)$ 、 $I_i(\omega)$  はそれぞれ  $(1/(1 + \omega^2 \tau^2))$  に比例し、しかも (1)' の関係を入れると  $\tau_R$  は  $\alpha$  の値により変化することである。

これらを実験的に検討した結果が第3図より第6図である。測定した  $H-P$  は  $S$  社2種、 $M$  社4種、米国ベックマン製1種である。実験結果は横河電機製搬入号直読インピーダンス測定器  $BC-Z-1$  による、30 ~ 150 kc における測定値より計算により求めたものであり、抵抗値の少ない場合の測定は位相のずれが小さく測定精度が低い。

$R_i(\omega) - f$ 、 $I_i(\omega) - f$  の測定結果中実線で示す曲線はそれぞれ  $R_{oi}/(1 + \omega^2 \tau_{Ri}^2)$ 、 $C_i/(1 + \omega^2 \tau_{Ii}^2)$  を示すものであり、実測値はほぼこの曲線上にのっている。このことから  $H-P$  の等価回路として第2図が成立すると考えることはほぼ適切であろう。(3) の関係及び測定値より図中の各定数を求めるようになる。



1-3 : 入力端子, 2-3 出力端子

$$R_{01} + R_{02} = R(1-\alpha) + R\alpha = R$$

$R$  : ヘルipotエンソメータ抵抗値

$\alpha$  : 抵抗分割比

$$R_i(\omega) = \frac{R_{0i}}{1 + \omega^2 C_i^2 R_i R_{0i}}$$

$$I_i(\omega) = \frac{C_i}{1 + \omega^2 C_i^2 R_i^2} + C_{0i}$$

(a)

(b)

第2図 ヘルipotエンソメータの等価回路

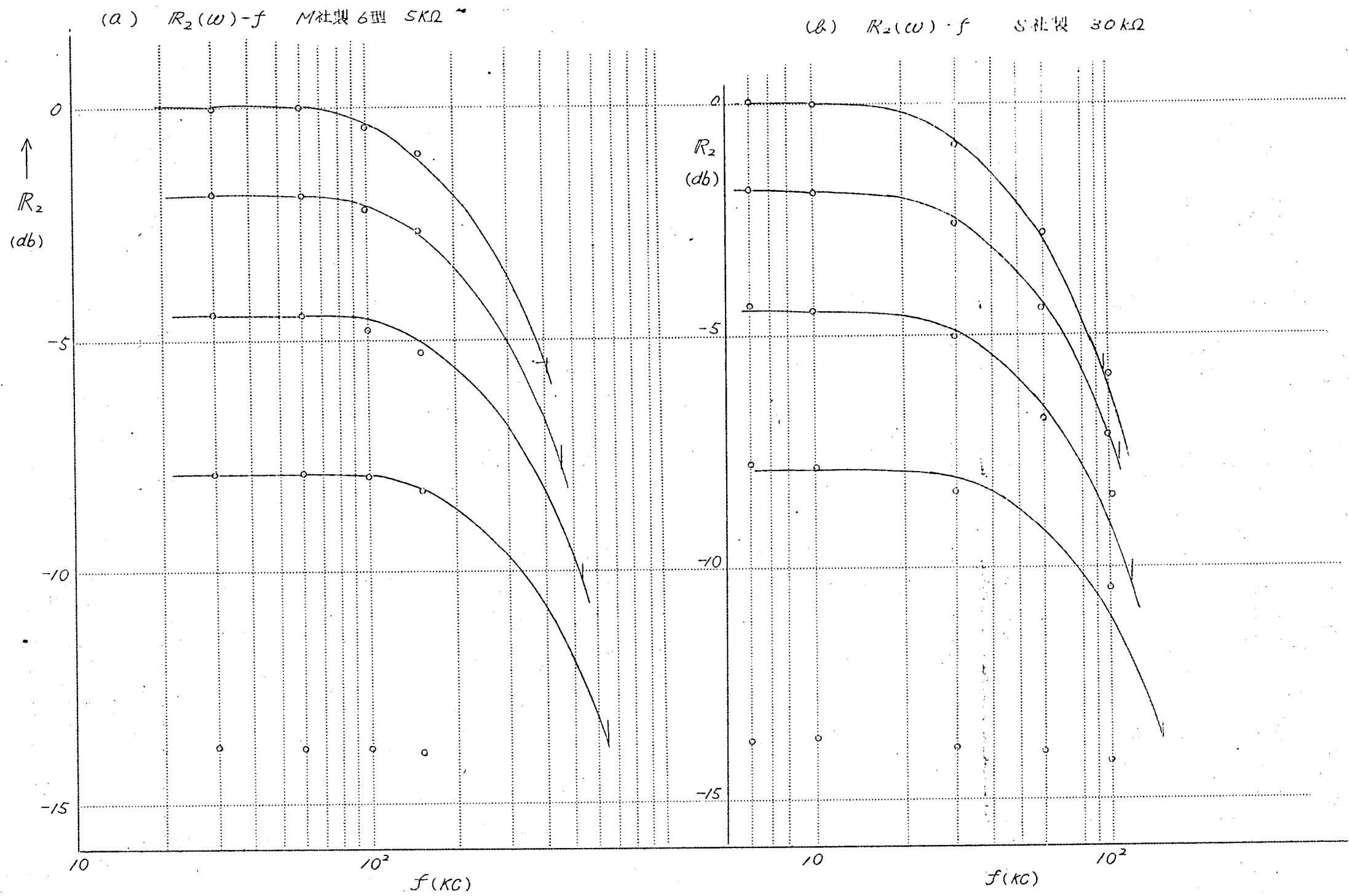
第1表 H-P の諸定数

区分	$R(k\Omega)$	$\tau_{R_2}(Sec)$	$\tau_{j_2} = C_2 R_2 (Sec)$	*** $C_2 + C_0 (PF)$	$C_2 (PF)$	** $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$
S社製	30	$1/(2\pi \cdot 9.5 \cdot 10^4)$	$1/(2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^5)$	70~150	105	0.35
M社製4型	5	$1/(2\pi \cdot 3 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 4.5 \cdot 10^5)$	200	200	0.5
" 6型	5	$1/(2\pi \cdot 4.1 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 8 \cdot 10^5)$	80~200	160	0.5
" 7型	5	$1/(2\pi \cdot 6 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 10^6)$	140	90	0.5
Beckman製	30	$1/(2\pi \cdot 1.3 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 2 \cdot 10^5)$	200	210	0.4

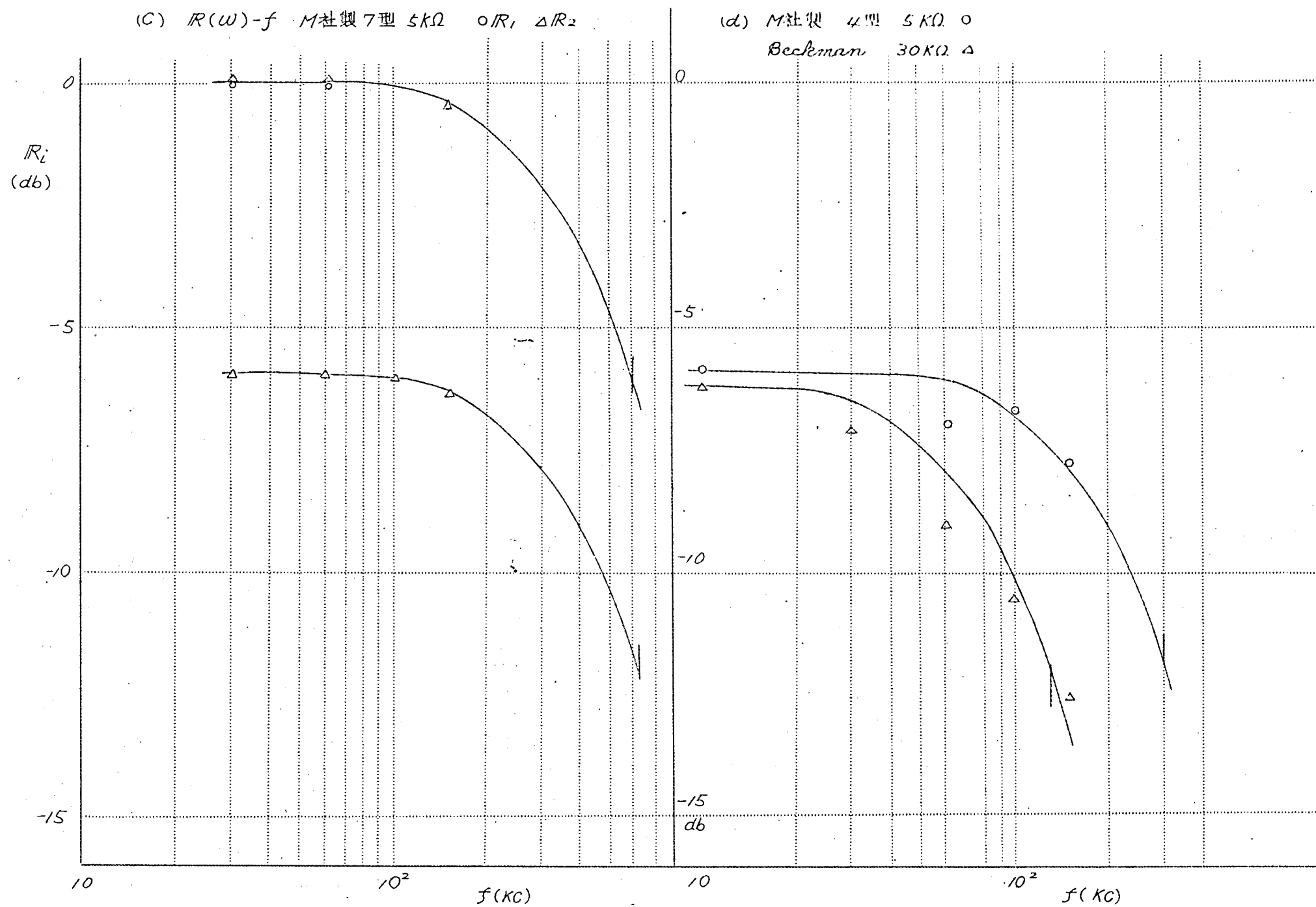
$\alpha = 1.0$  で求めた値である。 \* は  $\alpha = 0.5$  で求める。

1-2 向については\*\*より求まる。なお  $C_1 R_1 / C_2 R_2 \approx C_1 / C_2$  はほぼ実験的に成立し、これを用い  $C_1 R_1$  を決定する。

\*\*  $\alpha$  の値により値を異にする。

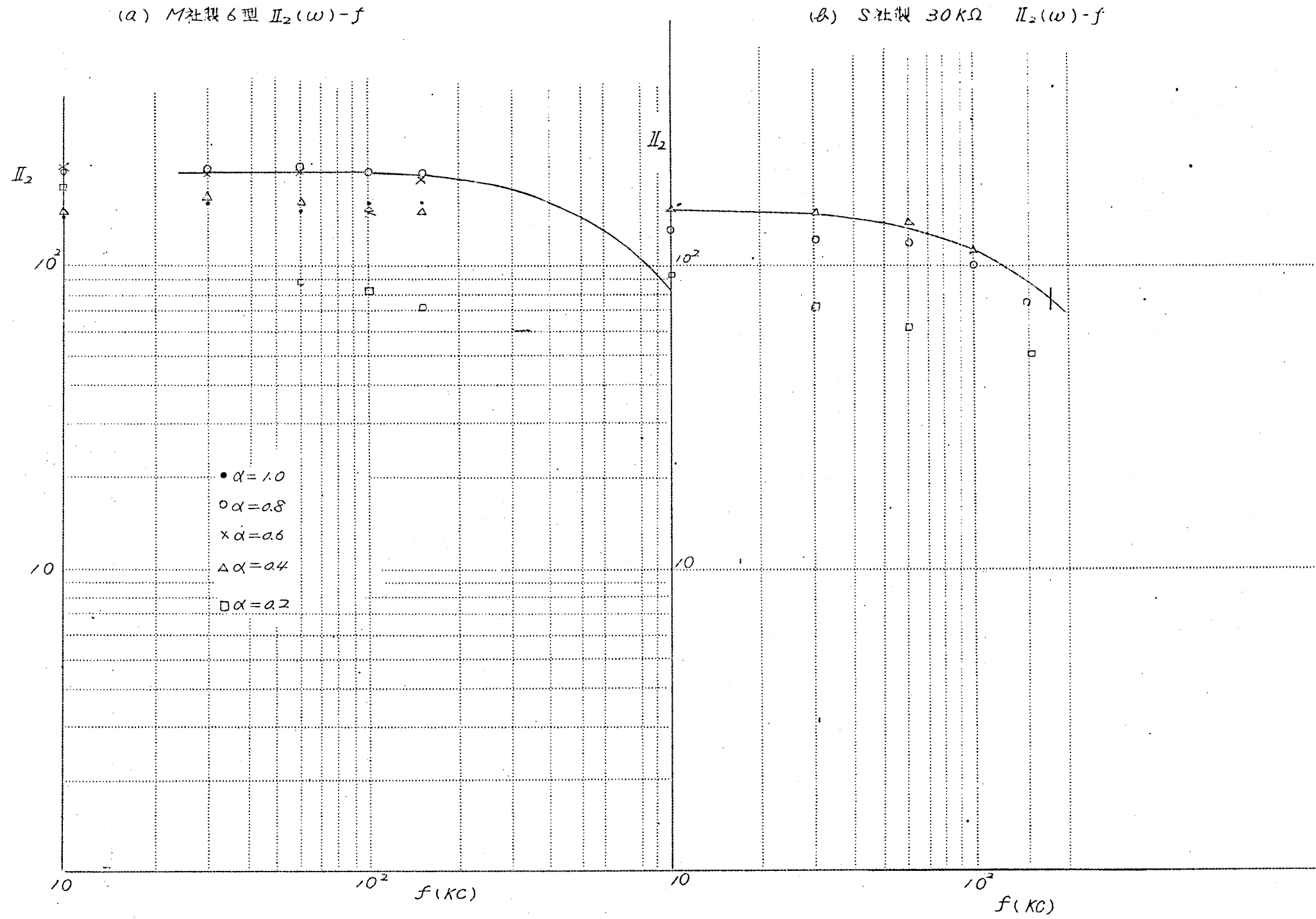


第3図 ヘリカルポテンシオメータ  $R(\omega) - f$  特性(その1)

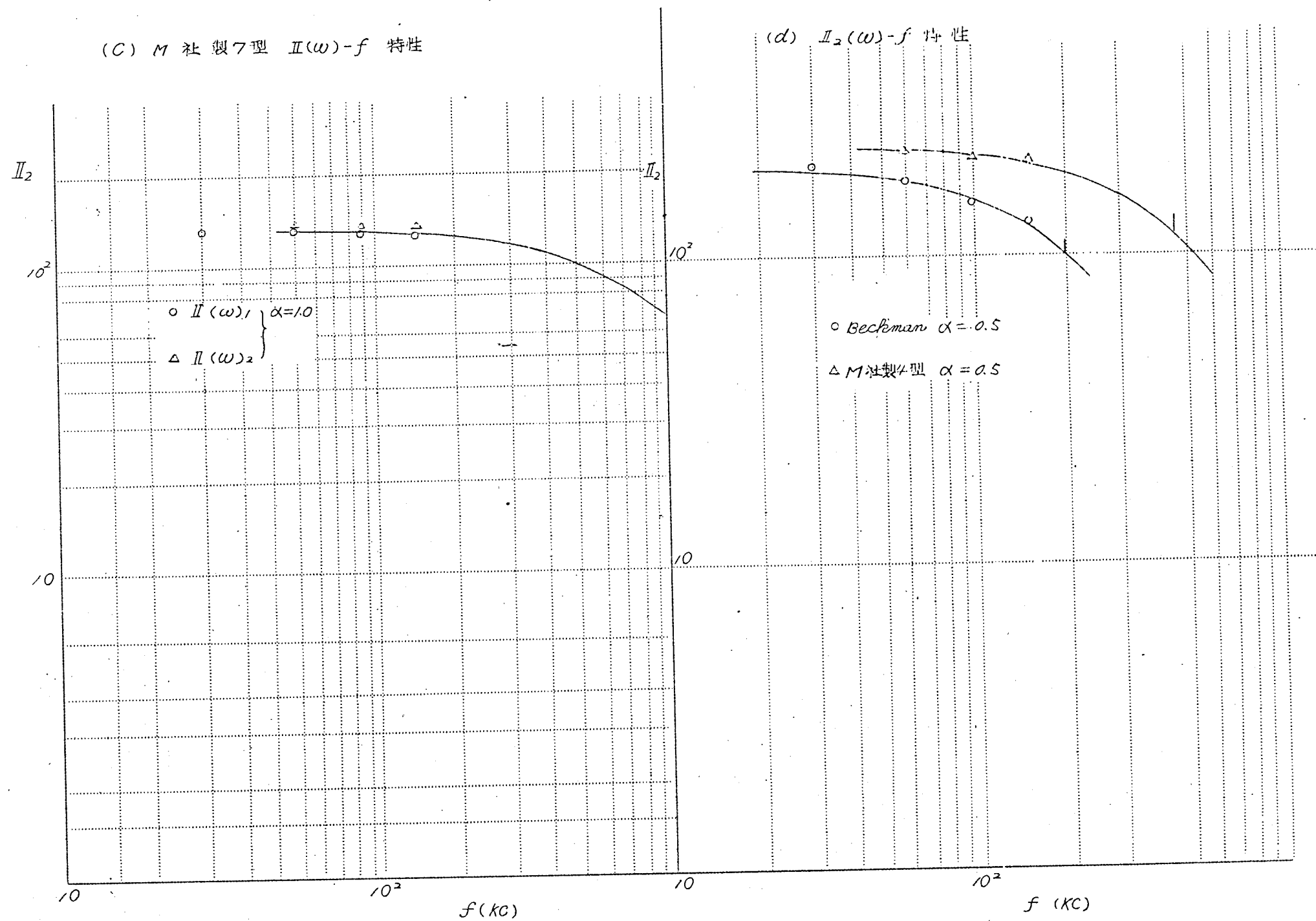


第4図 ヘリカルポテンシオメータ  $R(\omega)-f$  特性(その2)





第5図 ヘリカルポテンシオメータ  $I(\omega)-f$  特性(その1)



第6図 ヘリカルポテンシオメータ  $\Pi(\omega)$ - $f$ 特性(その2)

$C_{oi}$  の値は  $C_i + C_{oi}$  が  $\alpha$  によりその値を異にするが、ほぼ  $20 \sim 30 \text{ pF}$  と考えて差支えないようである。なお  $\tau_R$ ,  $\tau_i$  の決定に際しては測定が  $150 \text{ kc}$  迄についてのみ行われているために  $20 \sim 30\%$  程度の誤差の混入を予期せねばならない。

次に第3図 (a) (b) より明らかなように  $\tau_{Ri}$  は  $\alpha$  により値を異にする。この関係は (3) より求められる関係にほぼ一致し第2表に示す如くである。

第2表  $\tau_R$  と  $\alpha$  の関係 (実測との比較)

	M社6型5K $\Omega$ $\tau_{R2}$		S社製30K $\Omega$ $\tau_{R2}$	
	計算値*	実測値	計算値	実測値
$\alpha = 1.0$		$1/(2\pi \cdot 4.1 \cdot 10^5)$		$1/(2\pi \cdot 0.95 \cdot 10^5)$
$\alpha = 0.8$	$1/(2\pi \cdot 4.6 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 4.6 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.1 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.1 \cdot 10^5)$
$\alpha = 0.6$	$1/(2\pi \cdot 5.3 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 5.3 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.2 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.2 \cdot 10^5)$
$\alpha = 0.4$	$1/(2\pi \cdot 6.5 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 6.4 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.5 \cdot 10^5)$	$1/(2\pi \cdot 1.5 \cdot 10^5)$
$\alpha = 0.2$	$1/(2\pi \cdot 9.2 \cdot 10^5)$	—	$1/(2\pi \cdot 2.1 \cdot 10^5)$	—

\*  $\tau^2 R_2 = \alpha R C_2^2 R_2$  ----- (3)より求める。

以上の考察から  $H-P$  に対する等価回路の仮定はほぼ妥当と考えられ、しかもその定数が明らかになった。そこでにおいてその伝達関数  $K_H(P)$  を求めることは容易であり、(1) より次の如く与えられる。

$$K_H(P) = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$$

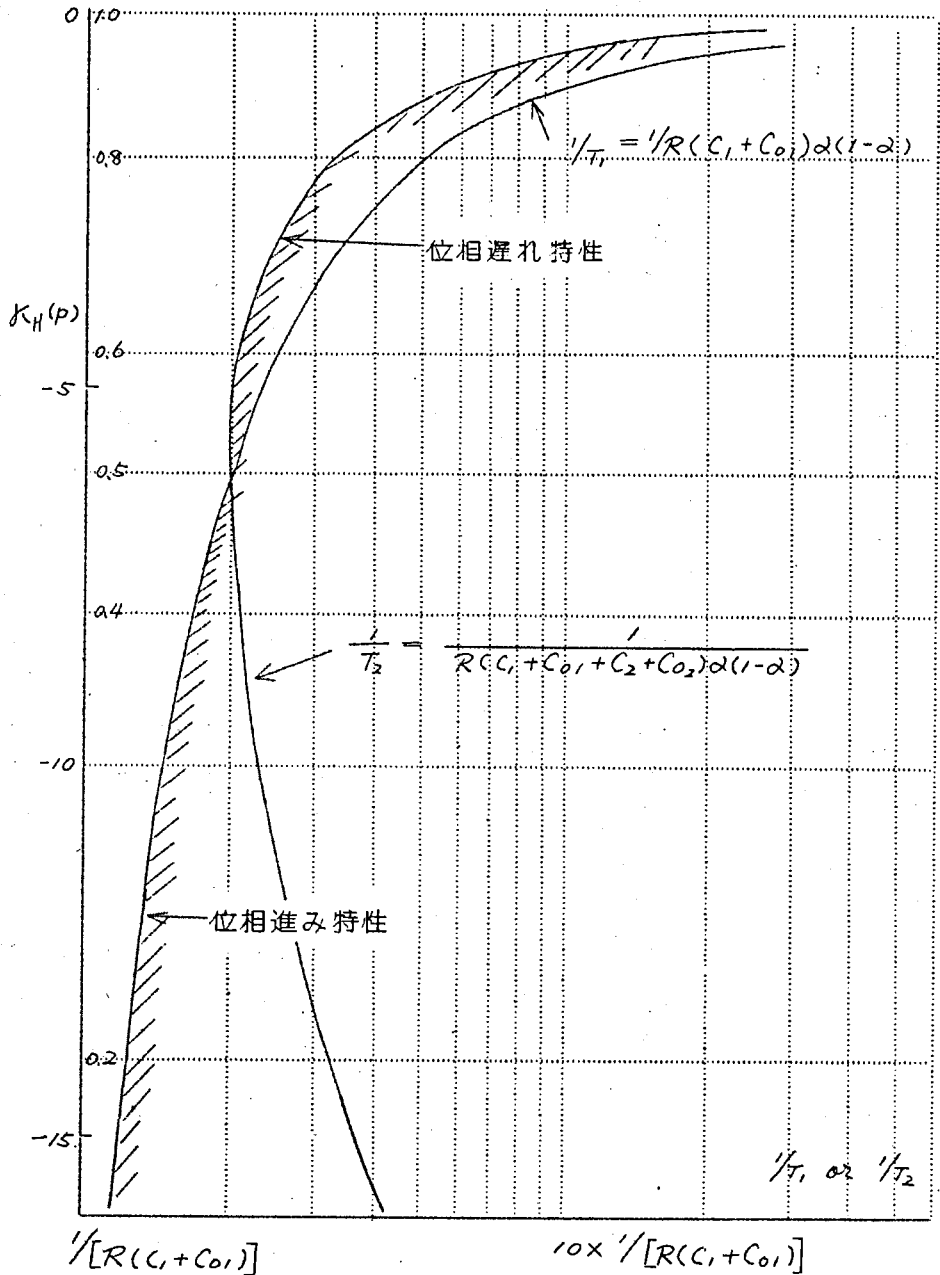
$$\approx \frac{\alpha R}{1 + \alpha R(C_2 + C_{o2})P} \left/ \left( \frac{\alpha P}{1 + \alpha R(C_2 + C_{o2})P} + \frac{(1-\alpha)R}{1 + (1-\alpha)R(C_1 + C_{o1})P} \right) \right.$$

$$\text{但し } 1 \gg C_i R_i P \quad 1 \gg C_i R_i C_{oi} R_{oi} P^2$$

$$= \alpha \frac{1 + (1-\alpha)(C_1 + C_{o1})RP}{1 + \alpha(1-\alpha)(C_1 + C_{o1} + C_2 + C_{o2})RP} \equiv \alpha \frac{1 + T_1 P}{1 + T_2 P} \dots\dots\dots (4)$$

$$T_1 \equiv (1-\alpha)(C_1 + C_{o1})R \quad T_2 \equiv \alpha(1-\alpha)(C_{o1} + C_1 + C_2 + C_{o2})R \dots\dots\dots (5)$$

第7図は  $C_1+C_{01} \simeq C_2+C_{02}$  の場合の  $\alpha$  と  $1/T_1$ ,  $1/T_2$  の関係を示す。  
 カットオフ周波数  $f_c$  がそれぞれ  $f_{c1} = 1/2\pi T_1$ ,  $f_{c2} = 1/2\pi T_2$  で与えられることから同図は  $H-P$  の周波数特性の傾向を示す事になる。図よ



第7図  $\alpha$  と  $1/T_1$ ,  $1/T_2$  の関係 (但し  $C_1+C_{01}=C_2+C_{02}$ )

り明らかなように  $T_1 = T_2$  になる  $\alpha$ 、即ち第7図に於ては  $\alpha = 0.5$  において周波数特性を持たず  $1 > \alpha > 0.5$  で遅相特性  $0.5 > \alpha > 0$  で遅相特性を持ちこの範囲内の方が遅相特性より周波数特性が悪い。斜線で示す以上の周波数範囲については始めの仮定より考えて以上の検討から推論出来ない。

### (Ⅲ) 周波数特性の実測及び検討

前述の  $R(\omega)$ 、 $I(\omega)$  の測定を行つたものにつき周波数特性を測定した結果を第8図(a)(b)に示す。

傾向的に前述の周波数特性に因する理論的考察と一致する、第8図より明らかなようにほぼ同一抵抗値のものについて周波数特性を比較するとS社

製のものが最もすぐれている。これは構造上からいって他社の製品の巻線が太い導線 ( $\approx 2\phi$ ) 上に巻かれているのに反して、これのみが細い導線 ( $\approx 1\phi$ ) 上に巻かれ誘導容量が前者に比して少ないためと考えられる。

第1表(4)及び実験結果より求めた諸定数を表示すると第3表の如くである。測定結果と第1表をもとにする計算結果とはほぼ一致している。

なお第3表の数値の基本をなす  $T_1$   $T_2$  の決定はそれぞれの値が接近しており測定精度が低い。すなわちこの決定には  $1/(1+\omega T_1)$ 、 $(1+\omega T_2)$  の2つのカードを作り、これらを組合せて、その包絡線と測定結果が一致する如くにして、その時の  $T_1$   $T_2$  を逆算したものである。表中のM製4型、6型、7型の結果からわかるように、改良されるごとにその周波数特性が改善されているが、その主なる理由は大きさの減少によるものと考えられる。参考のために示すと4型の大きさは  $36\phi \times 6/4$ 、7型は  $30\phi \times 4/4$  である。本実験は昭和30年末に行つたものでその後の幾分の変遷はあるが、M社製は7型、S社製は本測定の写真としたものが未だに市販されており、諸定数の表は充分に利用価値のあるものと考えられる。

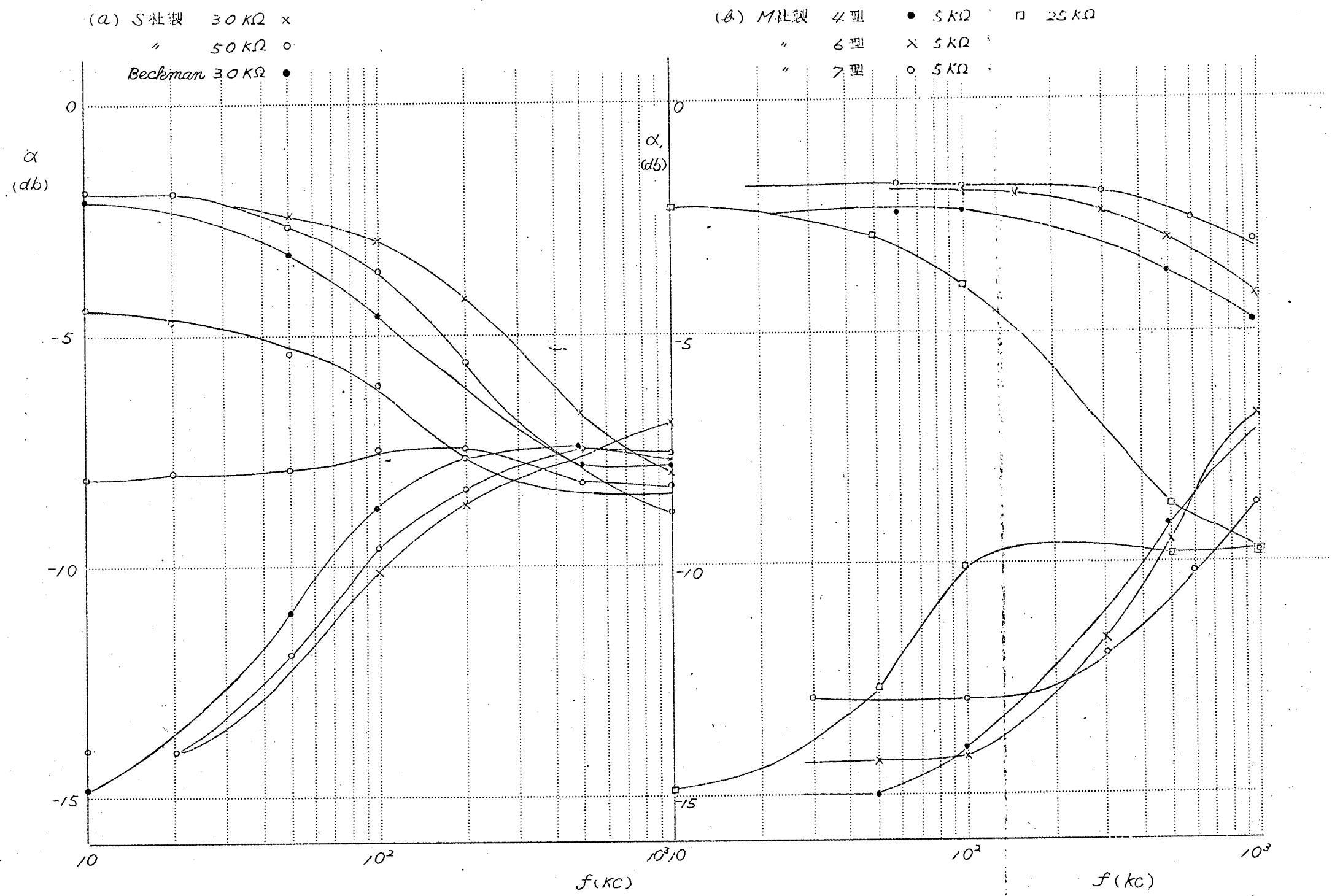
第3表 各種ヘリカルポテンシオメータの周波数特性

	$R(K\Omega)$	$\alpha=0.8^*$	$\alpha=0.2^*$	$C_1(PF)$	$C_2(PF)$	$C_0(PF)$	$T_2$ (但し $\alpha=0.8$ )		$T_1$ (但し $\alpha=0.2$ )	
		$f_{C_2}(KC)$	$f_{C_1}(KC)$				実測値**	計算値***	実測値**	計算値***
※通信機製	30	160	80	60	105	20	$9.9 \times 10^{-7}$	$9.8 \times 10^{-7}$	$2 \times 10^{-6}$	$1.9 \times 10^{-6}$
〃	50	100	50	〃	〃	〃	$1.6 \times 10^{-6}$	$1.6 \times 10^{-6}$	$3.2 \times 10^{-6}$	$3.2 \times 10^{-6}$
録測器製 4型	5	450	180	200	200	〃	$3.5 \times 10^{-6}$	$3.5 \times 10^{-7}$	$8.8 \times 10^{-7}$	$8.8 \times 10^{-7}$
〃	25	90	35	〃	〃	〃	$1.8 \times 10^{-6}$	$1.8 \times 10^{-6}$	$4.5 \times 10^{-6}$	$4.4 \times 10^{-6}$
〃 6型	5	550	250	160	160	〃	$2.9 \times 10^{-7}$	$2.9 \times 10^{-7}$	$6.4 \times 10^{-7}$	$7.2 \times 10^{-7}$
〃 7型	5	900	400	90	90	〃	$1.8 \times 10^{-7}$	$1.8 \times 10^{-7}$	$4 \times 10^{-7}$	$4.5 \times 10^{-7}$
Beckman 製	30	85	35	140	210	〃	$1.9 \times 10^{-6}$	$1.9 \times 10^{-6}$	$4.5 \times 10^{-6}$	$4.8 \times 10^{-6}$

\*  $\alpha=0.8$ ,  $\alpha=0.2$  に於けるカットオフ周波数

$$** f_{C_1} = \frac{1}{2\pi T_1}, \quad f_{C_2} = \frac{1}{2\pi T_2}$$

\*\*\*  $T_1 = R(C_1 + C_{01})(1 - \alpha)$ ,  $T_2 = R(C_1 + C_{01} + C_2 + C_{02})\alpha(1 - \alpha)$  により求める。



第8図 へリカルポテンシオメータ周波数特性

#### (Ⅳ) H-Pの周波数特性による誤差

H-Pの周波数特性による誤差  $\epsilon_R$  はその伝達関数を (4) とすると前節で述べた方法と同様にして誤差が計算出来る。いまサークルテストの回路中に用いた場合の誤差を計算すると、

$$\epsilon_R = -\frac{1}{2} p^2 (T_2 - T_1) \quad \text{..... (6)}$$

従つていま連続振動の場合の条件  $p^2 = -\omega^2$  を代入すると  $t$  秒後における誤差  $\epsilon_R$  は

$$\begin{aligned} \epsilon_R &= \frac{\omega^2}{2} (T_2 - T_1) t \\ &= \frac{\omega^2}{2} R(1-\alpha) \left\{ \alpha(C_1 + C_{01} + C_2 + C_{02}) - (C_1 - C_{01}) \right\} t \quad \text{..... (7)} \end{aligned}$$

$\omega^2 = \alpha/T^2$  とすると (7) は

$$\epsilon_R = \frac{1}{2} \frac{R}{T^2} \alpha(1-\alpha) \left\{ \alpha(C_1 + C_{01} + C_2 + C_{02}) - (C_1 - C_{01}) \right\} t \quad \text{..... (8)}$$

$\epsilon_R$  の最大値  $\epsilon_{Rm}$  及びこれを与える分割比  $\alpha_m$  は (8) より

$$\left. \begin{aligned} \alpha_m &= \frac{1}{3} \frac{1+2m+(m^2+m+1)^{\frac{1}{2}}}{1+m} \\ \epsilon_{Rm} &= \frac{\omega^2}{18} R(C_2 + C_{02}) \frac{1-2m(1+m)+(1+2m)(m^2+m+1)}{1+m} \end{aligned} \right\} \quad \text{..... (9)}$$

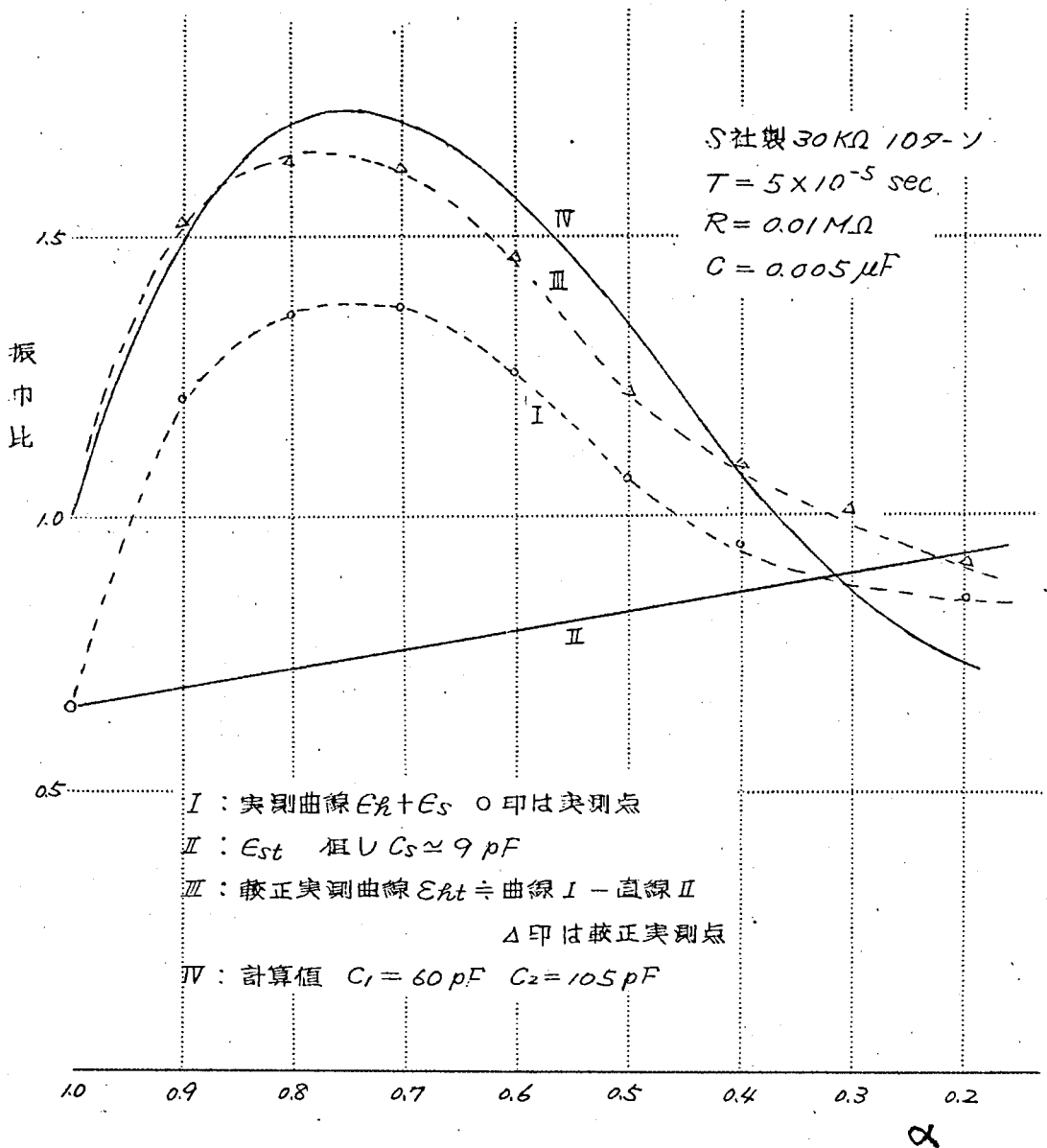
$$\text{但し } m = (C_1 + C_{01}) / (C_2 + C_{02})$$

(9)より明らかなることは  $\alpha_m$  が  $\omega$  に無関係に与えられることである。これを実験的に確めた例が第9図、第10図である。同図はサークルテストを行つた場合の初期振巾と  $t$  秒後の (0.01秒) 振巾比を縦軸、横軸に  $\alpha$  を示した。振巾比1以上は発散、以下は減衰現象を示す。

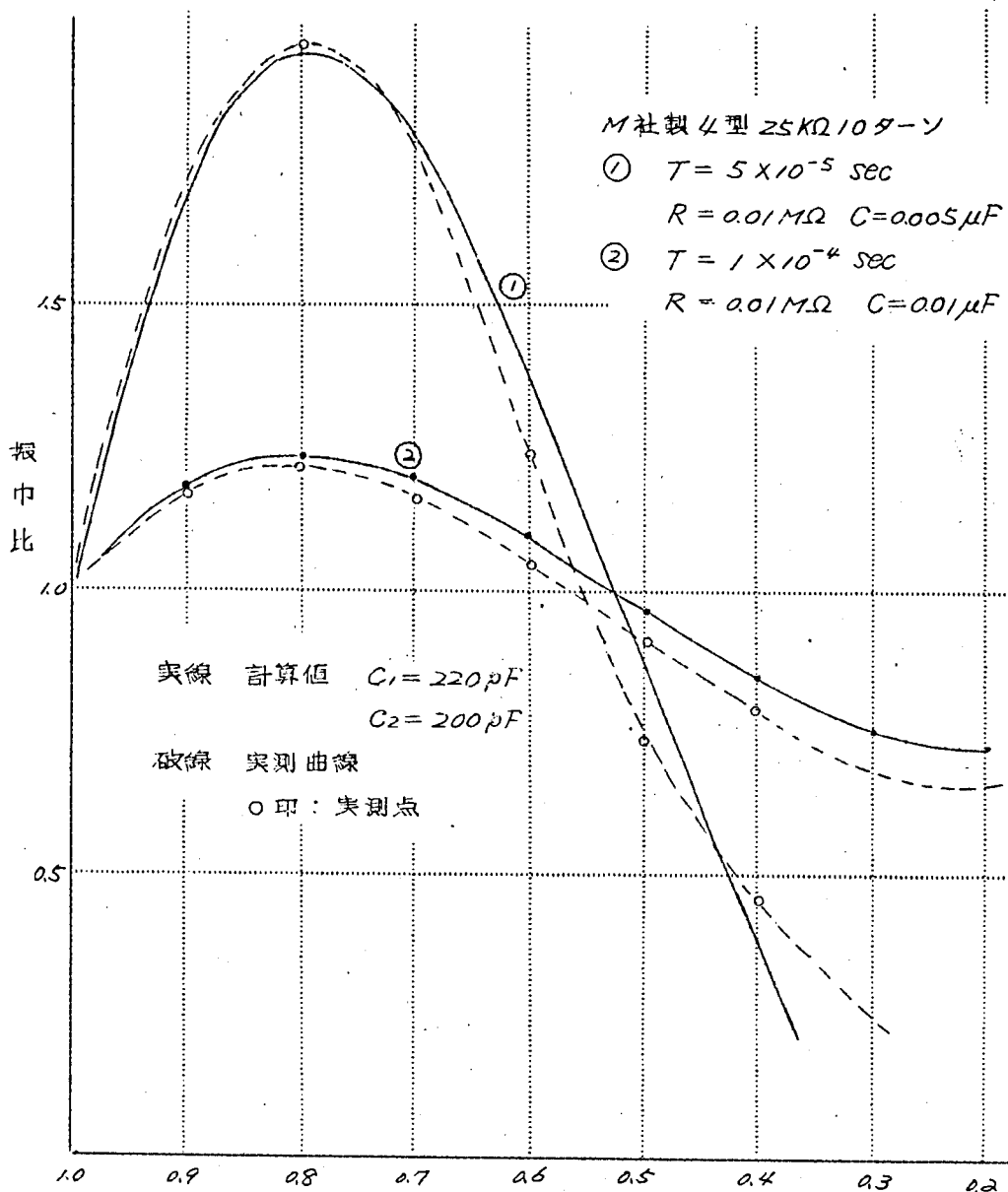
(1)の曲線は実測値をもとにする実験曲線である。 $\alpha = 1$  で振巾比が1以下になる理由は前章で述べた浮遊容量による誤差  $\epsilon_S$  に起因するものであり (1)の曲線は  $\epsilon_R + \epsilon_S$  と考えてよい。 $\epsilon_S$  と  $\alpha$  の関係は

$$\epsilon_S = -\omega^2 T_S = \alpha T_S / T^2$$





第9図 ヘリカルポテンシオメータの周波数特性  
による誤差



第10図 ヘリカルポテンシオメータの周波数特性  
 による誤差  $\times$

であり直線(Ⅱ)でこれを示す。なおこれは、 $\alpha=1$ における実測の振巾比をもとにするものであり、第9図では  $C_s \approx 9 \text{ pF}$  に相当している。

曲線(Ⅲ)は実測曲線(Ⅰ)から直線(Ⅱ)を引いた値であり、 $E_R$ を示すと考えられるものである。第10図の実測値、 $E_R$ もこのようにして求めた値であり以下 $E_R$ を示す曲線についてのみ考察する。第9図の計算値は既に求めた第3表の値  $C_1=60 \text{ pF}$ 、 $C_2=105 \text{ pF}$  を用いて(8)により得た値であり(但し  $C_{01} \approx 0$  とする)、測定誤差範囲内ではほぼ一致している。第10図は  $T=5 \times 10^{-5} \text{ sec}$ 、 $T=1 \times 10^{-4} \text{ sec}$  に選り  $\alpha$  により演算周波数  $\omega$  を変えた場合の実測値であり、(9)に示すように  $\alpha_m$  の値は  $\omega$  に無関係である。計算値は実験曲線に合うように  $C_1+C_{01}=220 \text{ pF}$ 、 $C_2+C_{02}=200 \text{ pF}$  とした場合の値であり、第3表と対比して無理のない値である。以上の結果から明らかなように実験例による理論式との比較は傾向的にはよく合っており、 $H-P$  の誤差に及ぼす影響を示す(7)はほぼ適切と考えてよいことを示している。この影響を極力小さくするためには、 $R$  または、 $C_2+C_{02}$  の小さい  $H-P$  を選択することである。いまもし  $C_1+C_{01}=C_2+C_{02}$  とすると  $E_{Rt \max} = \frac{\omega^2}{18} R(C_2+C_{02}) \times 108t \approx 0.6\omega^2 R(C_2+C_{02})t$  となり、 $\omega = 10^3 \text{ rad/sec}$ 、 $C_1+C_{01}=C_2+C_{02}=250 \text{ pF}$ 、 $t=0.01 \text{ sec}$  とすると  $E_{R \max} < 1\%$  なるためには  $R < 6.7 \text{ k}\Omega$  となる。この値は繰返し型アナコンに使用する。 $H-P$  の使用を与える値であり、少なくとも、 $10 \text{ k}\Omega$  以下の値のものを使用すべきであることを示している。

## (Ⅴ) 結 言

$H-P$  の伝達関数を計算しこれを実験的に検討した。更にこの仮定にもとずきこれを用いた場合のアナコン誤差への影響を考察し、その結果が実験と一致することを確認めた。結論として繰返し型アナコンに使用しうる  $H-P$  は少なくとも  $10 \text{ k}\Omega$  以下であるべきことを明らかにした。

## 第4章 繰返し現象の低速記録 について

## 第4章 繰返し現象の低速記録について (サンプリングアロッタ)

### (I) 緒 言

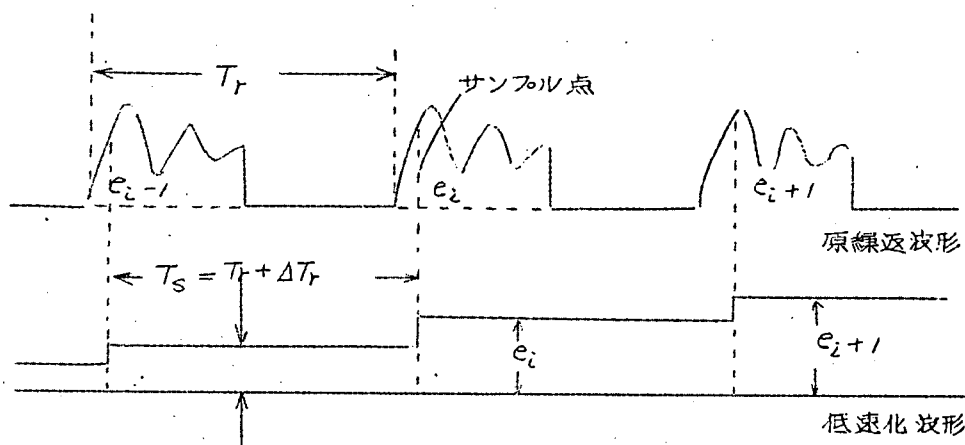
サンプリングアロッタとは高速繰返し波形を低速化し、インク書きオシロに記録するための装置であり、 $n$ 回の繰返し毎に入力波形の $n$ 点をサンプリし、かつこれを次のサンプリ値まで保持することによりこの目的を果たしている、この原理からサンプリングアロッタと名付けた。

### (II) 基本原理とサンプリング点の決定

第1図の動作原理に示すようにサンプリ周期 $T_s$ は原繰返し周期 $T_r$ より $\Delta T_r$ だけ大きい必要がある。この場合にサンプリ点は $n$ 回の繰返し毎に $\Delta T_r$ ずつ順次ずれる。このサンプリ電圧を次のサンプリ時まで保持することにより原波形の低速化が得られる。故にこの装置で向題になることは $\Delta T_r$ を如何にして与えるかということである。

#### (2.1) 従来方式

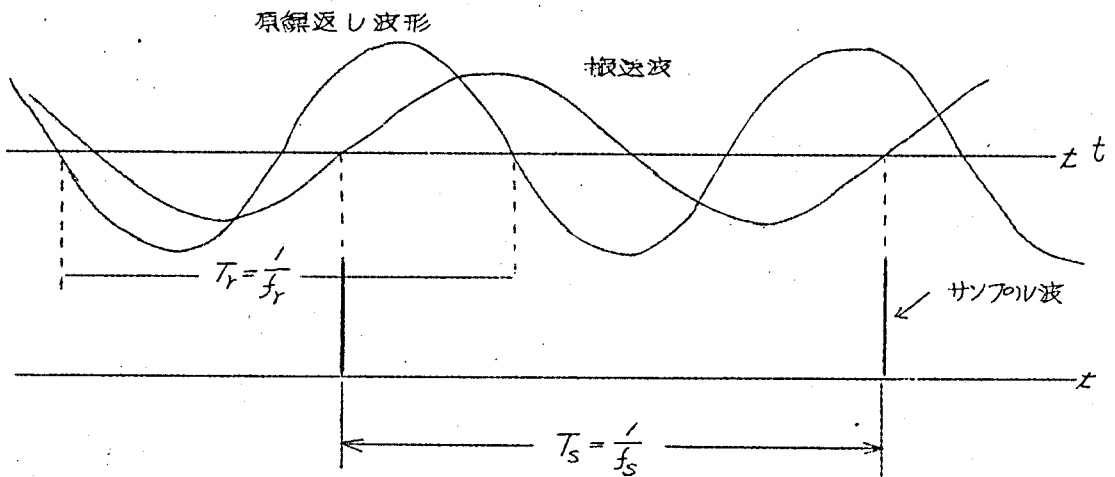
これに關しては長森氏<sup>(19)</sup>の方法と、高田氏<sup>(20)</sup>の方法がある。



第1図 サンプリングアロッタの動作原理

前者は原繰返し周期を1つのパルス列で表わし繰返し毎に取出しパルスを1ヶずつずらせ、これをサンプリング波とする方法であり、後者は原繰返し波形に対し、別の搬送波を挿入し2つの周波数の差を利用する方法である、本報告では後者の周波数差法と対応せしめ着者提案の中波調法について述べる。

第2図に周波数差法の原理図を示す。この方法は回路が比較的簡単になる特長を有し、電源非同期の繰返し波型の低速化には極めて優れた方法である。ただし電源同期の場合には電源に同期してこれと相接近する他の安定



第2図 周波数差法原理図

した周波数を発振させることが實際上困難である。いま電源周波数を $f_r$ 、他方を $f_s$ とし、 $f_r$ の変動 $\Delta f_r$ と低速化率 $n$ の変動 $\Delta n$ との関係を計算すると、

$$n = \frac{T_r}{\Delta T_r} = \frac{1/f_r}{(1/f_s) - (1/f_r)} = \frac{f_s}{f_r - f_s} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f_s}{f_s} \frac{f_r}{f_r - f_s} - \frac{\Delta f_r}{f_s - f_r}$$

$$\text{よかりて } \Delta f_s = 0 \text{ とすると } \frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f_r}{f_s - f_r} = \frac{\Delta f_r}{f_r} \frac{1}{(f_s/f_r) - 1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

いま  $f_s/f_r = 0.99$  とし、 $\Delta f_r/f_r = 0.01$  と仮定すると、これにともなう低速化率の変動は  $\Delta n/n = 1$  となり、記録時間が  $\Delta f_r$  により刻々変化する。従つてこの方式では2つの波形の変動率を厳重におさえる必要がある。故に  $f_s, f_r$  の2つを同期して発生し難い電源同期繰返し現象の記録には不適である。

## (2.2) 巾変調方式<sup>(17)</sup>

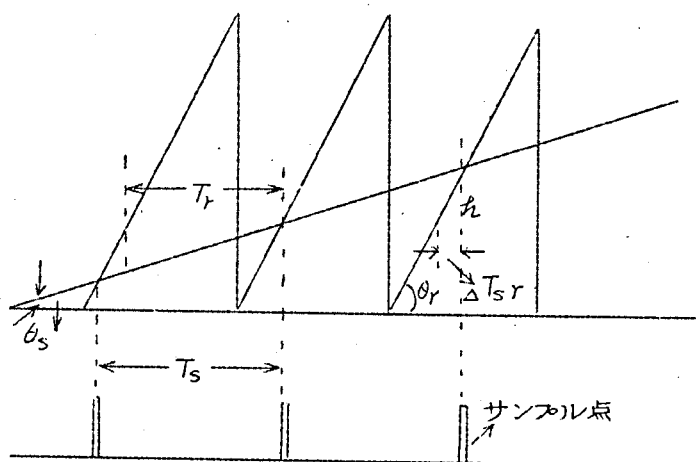
周波数差方式の電源同期現象の低速化の場合にもつ欠点を除くために著者は第3図の方法を提案した。すなわち繰返しに同期した鋸歯状波およびこの  $1/n$  の鋸歯状波を発生し、これを比較器の2つの入力に加え両波形の一致点で電圧変化を出力させる。この一致点がサンプル点を与える。いま低速化率を計算すると、

$$\tan \theta_s = h/T_s, \tan \theta_r = h/\Delta T_r, T_s = T_r + \Delta T_r$$

$$\Delta T_r = T_r / \{ (\tan \theta_r / \tan \theta_s) - 1 \}$$

$$n = \frac{T_r}{\Delta T_r} = \frac{\tan \theta_r}{\tan \theta_s} - 1 = \frac{f_r}{f_s} - 1 \quad \dots\dots\dots (3)$$

(3)に示すように低速化率は近似的に  $f_r/f_s$  により与えられ、周波数差法



第3図 巾変調法の原理図

と異なり容易に原波形に同期した  $\frac{1}{n}$  の鋸歯状波を発生しうる点から電源同期繰返し現象の低速記録に適している。さらにこの方法では原波形の複雑さに応じ適当に  $f_s$  を選定し、サンプル誤差を少くしうる特長をもつ。周波数差法では容易にこれを行うことが出来ない。

次にこの場合の  $\Delta n/n$  を(2)に対応して求める。

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f_r}{f_r - f_s} - \frac{f_r}{f_s} \cdot \frac{\Delta f_s}{f_r - f_s}$$

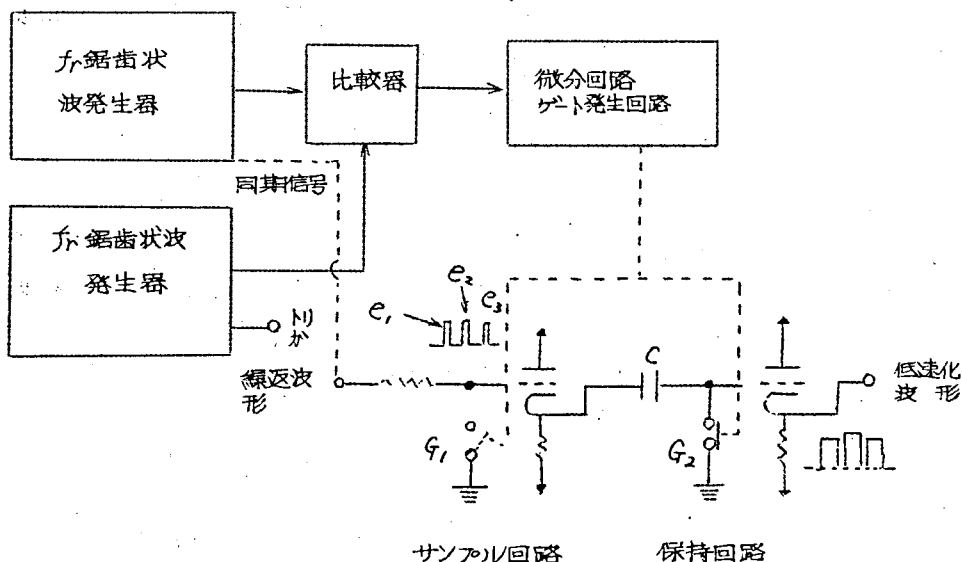
故に電源変動の影響を周波数差法と同様に考え、

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f_r}{f_r} \cdot \frac{1}{1 - (f_s/f_r)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

( $f_s/f_r$ ) = 0.01,  $\Delta f_r/f_r$  = 0.01 とすると  $\Delta n/n \approx 0.01$  となりその影響は少く、周波数差法より優れている。なお  $f_s$  は繰返して加える必要はなんらなく原繰返し現象と独立に単掃引させるのみで充分である。

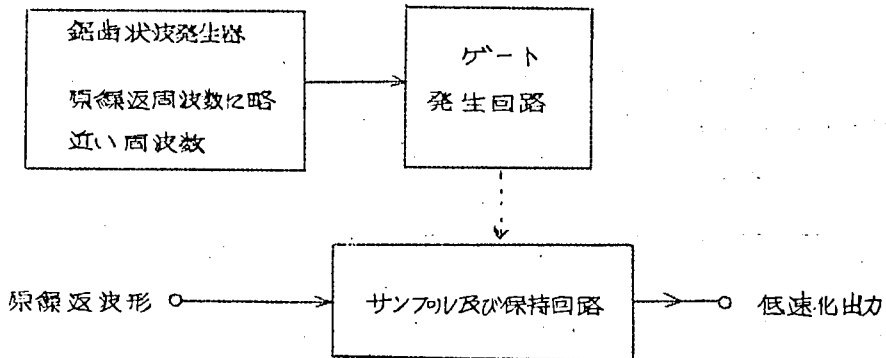
### (Ⅲ) 試作回路

第4図、第5図に巾変調法及び周波数差法のブロック線図を示す。この回路構成中特長を有するサンプルおよび保持<sup>(2)</sup>回路の部分についてのべる。



第4図 巾変調法のブロック線図





第5図 周波数差法のブロック線図

第4図においてゲート  $G_1$  のスイッチ作用により入力波形がサンプルされる。 $G_2$  は保持用のゲート回路であり  $G_1$  および  $G_2$  は互に逆の動作をせしめる。いまサンプルする場合を考えると  $G_1$  が閉じ、 $V_1$  出力には  $E_1, E_2, \dots$  なる電圧が表われる。このとき  $G_2$  は短絡されこれ等の電圧は保持コンデンサ  $C$  にゲートを通して荷電される。次に  $G_1$  が閉じたときには  $G_2$  が開くため  $C$  の電荷の放電路がなくサンプル電圧はそのまま保持される。この考え方はパルス波の復調に優れた特性を示し、検波特性が良好なるのみならずサンプル時以外に外部より混入する雑音を検波しない特長を有する。

## [IV] 実験結果

実験の一例を第6図に示す。結果からは殆ど誤差を認めない。著者はこの装置の周波数特性を知る目的で巾変調法により次の実験を行い入力波形と出力波形とを比較した。

- (i) 正弦波線返波形の低速記録 (周波数特性)
- (ii) 矩形波信号の低速記録 (過渡特性)

### (4.1) 周波数特性 (サンプル誤差の実測)

入力周波数が高くなると1サイクル当りのサンプル数が減少する。同様に一定の記録速度に対して原線返し周波数が低下してもサンプル数の不足

による歪を生じる。この誤差は入力信号に依り相対的に記録速度をのばすことにより避け得られるが、実用的には記録速度は固定した方が便利である。従つて固定の解記録時間に対して入力周波数が変化するとしてサンプル誤差を実測しておくことは重要である。第7図はこれ等の実測結果であり、20 サンプル / 1 サイクル以下になると波形を次第に損う。同図(c)の5サンプル / サイクルの波形を記録時間を長くするのみで同図(d)のように改善出来る。この点からも記録時間を容易に変更出来る巾変調法はすぐれている。

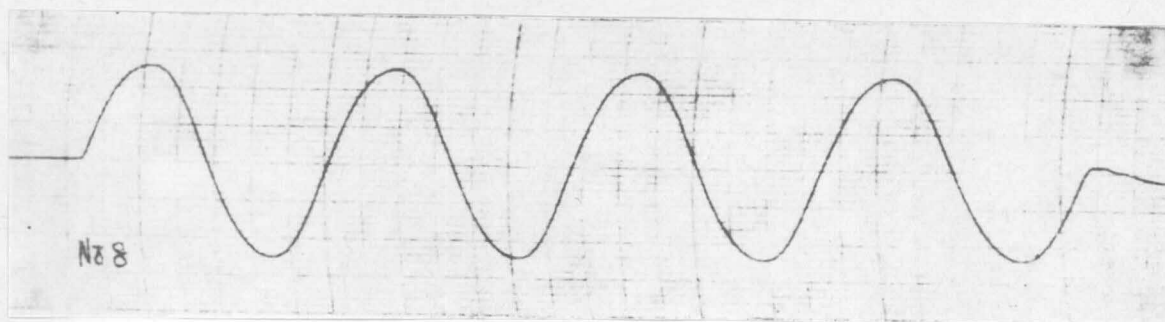
## (4.2) 過 渡 応 答

第8図に示すように記録時間 17.5 秒に対し立上り時間 0.2 秒程度である。この遅れの主なる理由は、信号電圧の充電がゲートパルス巾に制限されること及び充電電流が電源容量で飽和するため充放電回路の時定数で決まる時間より長く、数回〜数十回のサンプル毎に完了し、1回のサンプル毎に保持時間だけ遅れるためである。50 C/s 繰返しの場合の保持時間は 0.02 秒である。

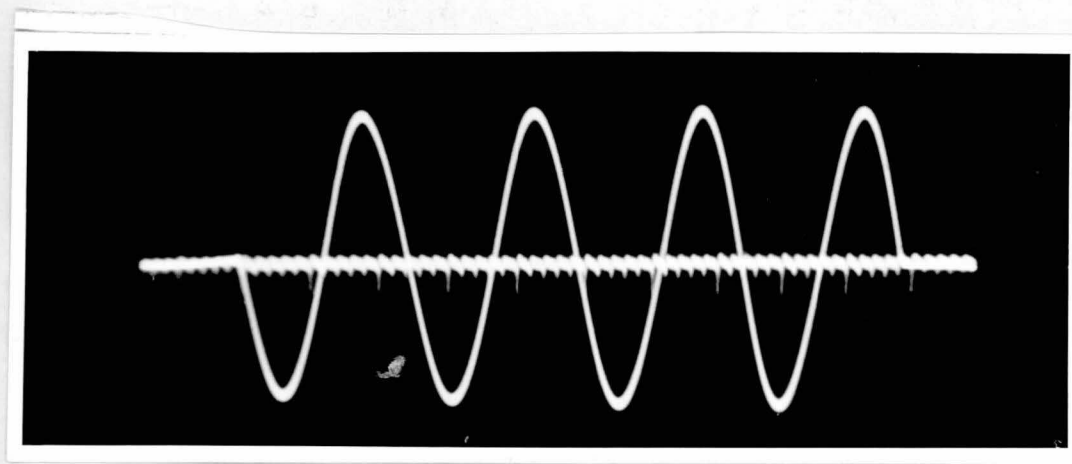
## (4.3) 周波数差法の実験例

2の周波数差を小さくすることが、ある程度以上困難であり、記録時間は巾変調法に比し短く、自らサンプル誤差も発生しやすく、且つ一方の周波数の変化に対して敏感である。

第9図は電源同期波形の記録をこの方法で行つた場合の電源変動による障害を示すものであり、次第に記録時間および位相が変化して行く様子を示している。

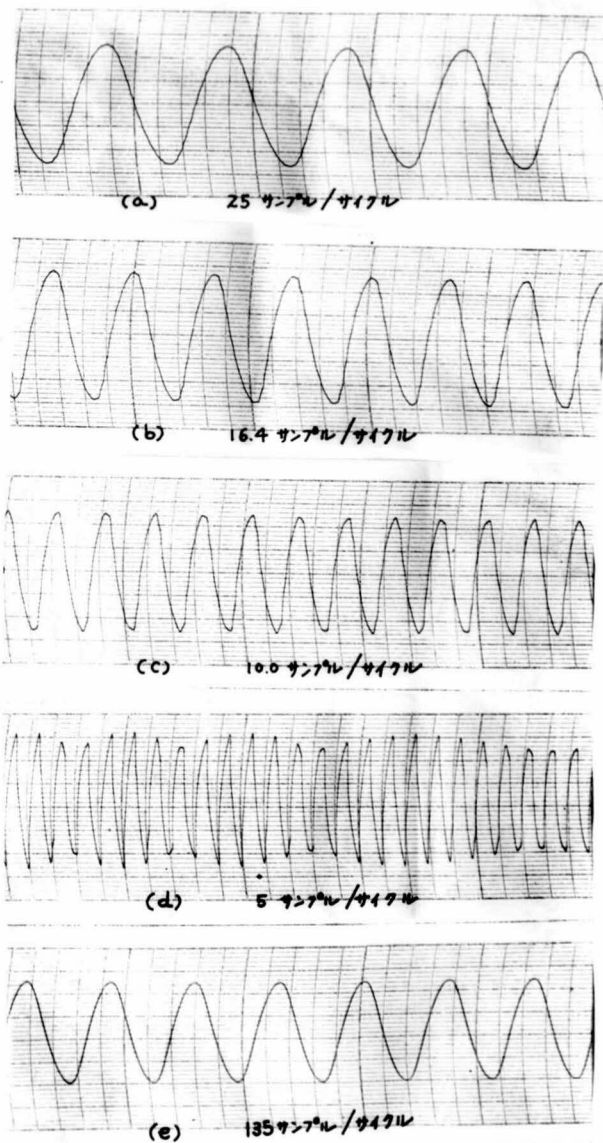


(a) 低速化記録

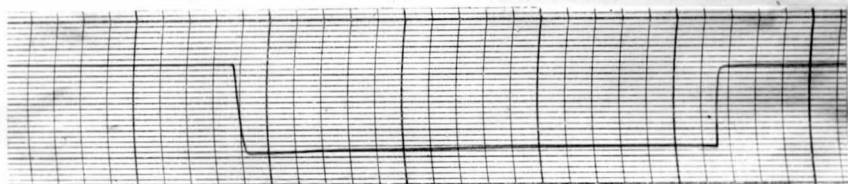


(b) 原線返波形

第 6 図 実験結果 (写真との対比)

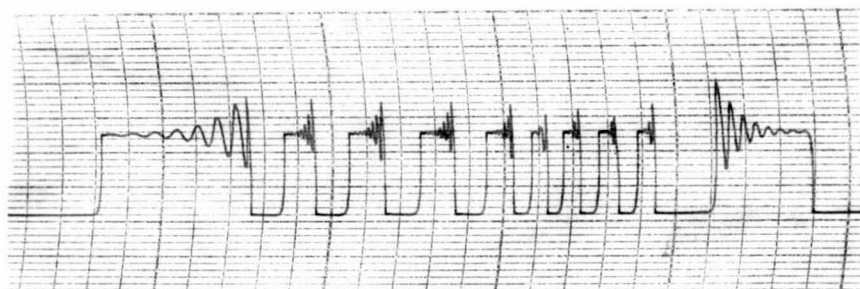


第7図 サンプル誤差 実測結果



送り速度 0.5cm/秒

第8図 過渡応答特性



第9図 ビート法実験結果 ( $f_1$ の変動による障害)

## (V) 結 言

巾変調法及び周波数差法による低速記録化の実験を行い次の結果を得た。

- (i) 巾変調法は周波数差法に比し装置は複雑ではあるが、本質的に基準発振器周波数の変動に対し安定であり、かつ記録時間を容易にのばしうる特長を有し、電源同期の搬送波形の低速記録に適している。
- (ii) 周波数差法は回路が極めて簡単になる特長をもつが基準発振周波数の変動を受けやすい欠点を有し搬送波形の低速記録に適していない。
- (iii) サンプル誤差は20 サンプル/サイクルを境として目立ち始める。

## 第3編

# 非線型演算器の精度向上に 関する研究

### 第3編 非線型演算器の精度向上に関する研究

われわれが直面する工学上の諸問題には非線型方程式（または変数係数の線型方程式）の解を必要とする場合が極めて多い。一方非線型問題（または変数係数の問題）の数学的な取扱いは、特殊な低階の方程式についてのみ一般的な解法が得られているが、高階の方程式に対しては例えば「非線型制御系の解析手法の一つである *Describing Function* の如き近似的取扱い方法があるが未だ充分とはいえない。

アナコンがかかる非線型問題を線型問題と同様に取扱い得ることは、この装置の大きな特長の一つである。この場合に必要な要素が非線型演算器である。なおそれ以外に線型ではあるが、演算増中器で構成し得ない要素がある。これらを総称してここでは非線型演算器<sup>(1)</sup>と称する。掛算器、任意の関数を発生する関数発生器、時間遅れを与えるむだ時間要素等である。

これらの構造は線型要素のように確定的なものではなく、用途によりかなり趣を異にするものであり、例えば低速度型アナコンに用いる場合と線型型アナコンに用いる場合とではその構成が異なる。前者においては信頼性の高いサーボ方式を使用できるが、後者に用いる要素は周波数特性の点で、はなはだしく制限を受け、装置が複雑化するのみならず、高い精度を発揮し得ない欠点を伴う。著者はこれらのうちサーボ演算器<sup>(2)</sup>、電子管式掛算器（時分割型、三角波型）電子管式関数発生器（フォトフォーマ、折線近似方式）むだ時間要素、*Delay Line Synthesizer*<sup>(3)</sup>等の研究にたずさわり幾多の改良を行つた。

本編においては著者の行つた研究結果のうち主として線返し型アナコンに使用する折線近似関数発生器、フォトフォーマ、三角波を用いた $1/4$ 自乗掛算器に関する検討及び改良結果についてのべた。これらの単体精度については各章で詳述するか、他の演算器と組合せた場合の誤差については方程式が非線型であるため取扱いが困難であり、これについては既に解かれている代表的な非線型方程式をアナコンで解きこれらを比較することによりその精度を検討した。



291 項欠

# 第1章 折線近似関数発生器 に関する考察

# 第1章 折線近似関数発生器の改良及検討

## (I) 緒 言

折線近似関数発生器 (*Diode Function Generator*) はフォトフォーマ (*Photoformer*) と異なり構造が簡単であるために、複雑な関数近似をする場合を除いてはきわめて有用な関数発生器である。しかしながら従来の装置では、折線近似といえども独立な線分で近似するのではなく、直線の組合せにより行っているために、<sup>(1)</sup> 各近似区間の折線勾配を独立に変化することができず、これが使用上の大きな欠点であった。その対策として新しい方式が提案されたが、<sup>(2)</sup> 装置に微分器を必要とするために、周波数特性が従来のものにくらべて悪くかつ複雑であった。

著者は従来の装置に2連ポテンシオメータを使用することにより、近似線分の勾配を、各区間ごとに独立に、しかも定量的に変化できる方式を提示し、<sup>(3)</sup> これについて実験を行った。更にこの方式で回路方式が勾配の定量化及び独立性にどのような影響を与えるかについて考察した。これらの結果についてのべる。

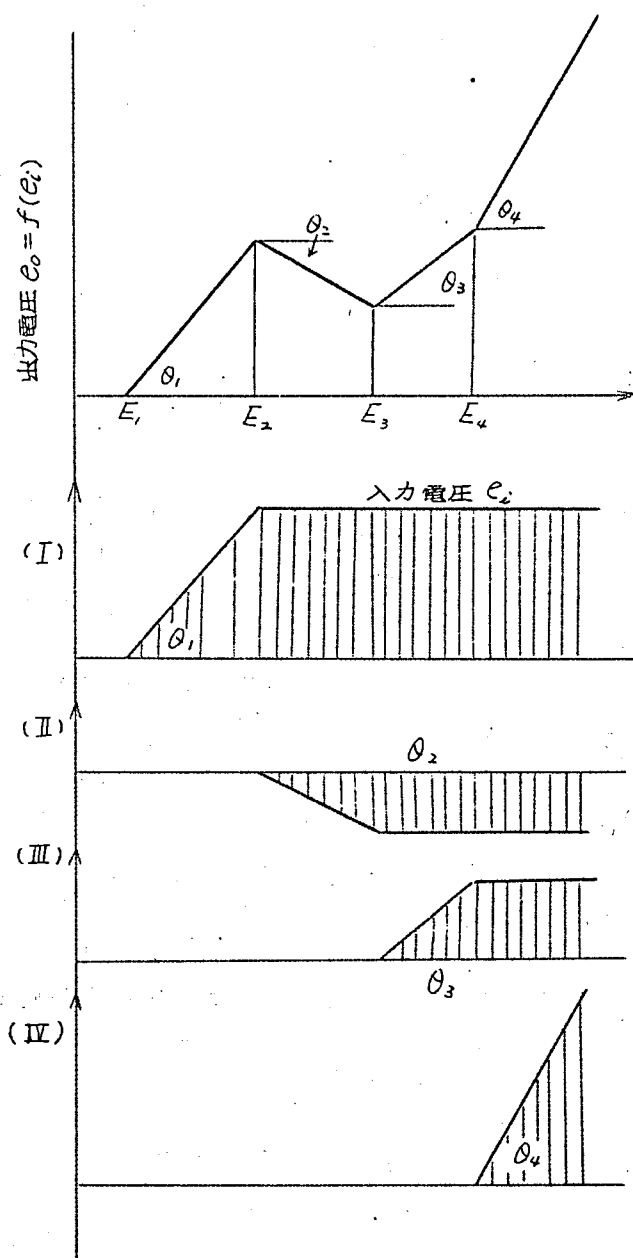
なお終りに折線近似関数発生器による関数近似法についての考察並びに応用例を挙げた。

## (II) 提案回路の動作原理

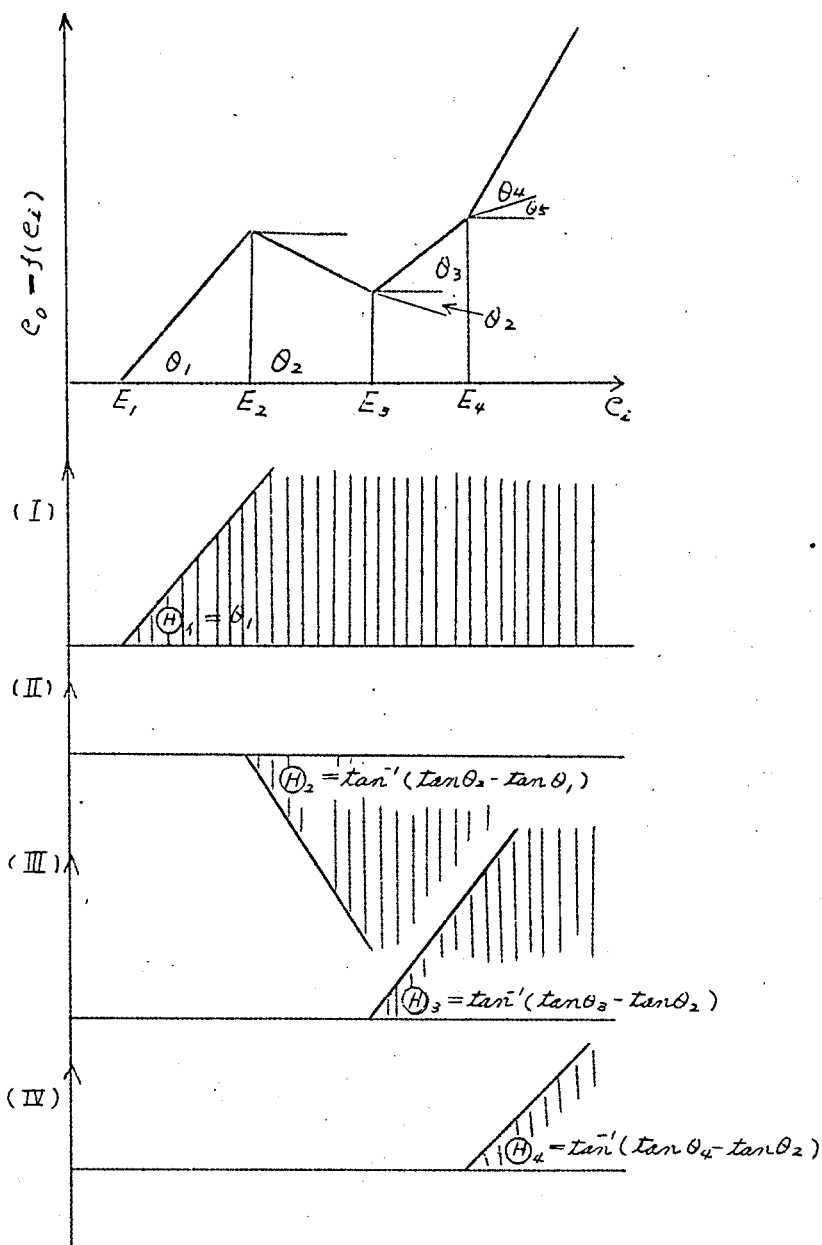
動作原理を従来の方式と比較して説明する。いま近似すべき出力電圧  $e_o$  を入力電圧  $e_i$  に対して  $e_o = f(e_i)$  とし、 $(E_1, E_2), (E_2, E_3), \dots, (E_n, E_{n+1})$  の区間をそれぞれ  $\tan \theta_1, \tan \theta_2, \dots, \tan \theta_n$  の勾配を有する直線で近似する場合について考察する (第1図参照)。

この場合、 $E_n \leq e_i \leq E_{n+1}$  区間における近似すべき電圧  $[e_o]$   $E_n \leq e_i \leq E_{n+1}$  は

$$\begin{aligned} [e_o] E_n \leq e_i \leq E_{n+1} &= (E_2 - E_1) \tan \theta_1 \\ &+ (E_3 - E_2) \tan \theta_2 + \dots + (e_i - E_n) \tan \theta_n \\ &= \sum_{j=1}^{n-1} (E_{j+1} - E_j) \tan \theta_j \end{aligned}$$



(a) 新しい折線近似法の原理



(b) 従来の折線近似法の原理

第1図 折線近似関数発生器の原理説明図

$$+ (e_i - E_n) \tan \theta_n \dots\dots\dots (1)$$

となる。この電圧を発生するのに従来方式によれば、(1)式を変形して

$$\begin{aligned} [e_0] \varepsilon_n \leq e_i \leq E_{n+1} &= (e_i - E_1) \tan \theta_1 \\ &+ (e_i - E_2) (\tan \theta_2 - \tan \theta_1) \\ &+ (e_i - E_3) (\tan \theta_3 - \tan \theta_2) + \dots\dots \\ &+ (e_i - E_n) (\tan \theta_n - \tan \theta_{n-1}) \\ &= \sum_{j=1}^n (e_i - E_j) (\tan \theta_j - \tan \theta_{j-1}) \\ &= \sum_{j=1}^n (e_i - E_j) \tan \theta_j \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

$$\text{但し } \tan \theta_j = \tan \theta_j - \tan \theta_{j-1}, \tan \theta_1 = \tan \theta_1,$$

$$\tan \theta_0 = 0$$

として折線近似関数発生器の各回路にそれぞれ

$$[e_0] \varepsilon_j \leq e_i = (e_i - E_j) \tan \theta_j \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{但し } E_j > e_i \text{ では } \theta_j = 0$$

なる電圧を発生させ、これらの電圧を加え合わせて所望の近似電圧を得ている。すなわちリミッタ回路により形成された勾配  $\tan \theta_j$  の半直線（第1図(b)の(i)~(iv)）を合成し、近似区間に所要勾配  $\tan \theta_j$  を与えるのである。この方式は回路は簡単であるが、近似区間の勾配に独立性がない欠点を伴う。たとえば(2)式において  $\theta_1$  を変えた場合に  $\theta_1$  が変わり、これに伴って  $\theta_2$  以下全部が変わる。従つて近似勾配を前もって定量的に与えることは非常に困難である。

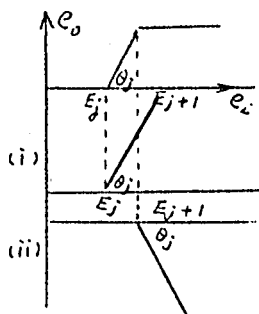
これに反し、著者が提示する方式は<sup>(10)</sup> (1)式をそのまま実現するものであつて、第1図(a)の(i)~(iv)および(v)を作り、これらを合成して折線近似を行うのである。このため近似区間の勾配は互に独立となり、またすべての区間に共通な較正曲線を使用し、勾配を定量的に与えることができるので、使用上の便利さは従来方式にくらべてはるかに高い。

次に考察すべきことは、 $\theta_j$  と  $\theta_{j-1}$  とが異符号<sup>\*</sup>でかつ大きな値をとる場合である。この場合(2)式からわかるように、従来の方式では  $\tan \theta_j$  が大となり、リミッタ回路に高い利得を必要とすることになる。このため演算抵抗値が大となり、浮遊容量の影響を受けやすく周波数特性の低下することが考えられる。これに対し(1)式による方式は、利得が  $\theta_j$  のみに依存するために、従来の方式にくらべ周波数特性の劣下が幾分軽減される。このことは線返し型アナコンの折線近似関数発生器としては好ましい。

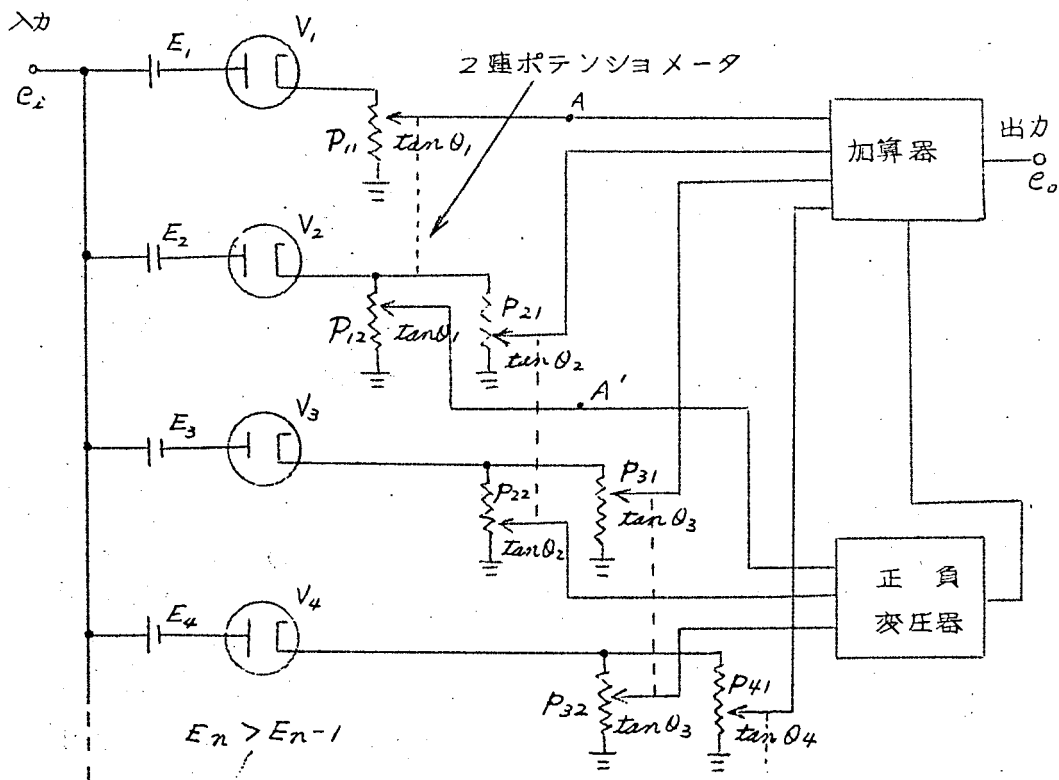
次に第1図(a)の原理を満足する回路の実現方式について述べる。これと類似の方式については安達氏の提示回路があるが、回路要素に微分器を必要とするために、良好な周波数特性を得ることが困難でかつ装置もやや複雑である。著者はこれに対し第2図に示す方式を提案する。第2図(a)は新しい関数発生器の基本電圧である  $E_{j+1} \geq e_i \geq E_j$  における発生電圧が  $(E_{j+1} - E_j) \tan \theta_j$  になるような回路の原理図であり、第2図(b)は  $j=0 \sim 4$  で、しかも正側のみを近似する場合の回路接続図である。 $E_{j+1} \geq e_i \geq E_j$  で  $(E_{j+1} - E_j) \tan \theta$  なる電圧を発生するには、(a)に示すように出力電圧が  $e_i \geq E_j$  より  $\tan \theta_j$  の利得で増加する回路と、 $e_i \geq E_{j+1}$  より同一利得  $\tan \theta_j$  で減少する回路要素の二つを作り、この出力をそれぞれ加え合わせることににより実現している。すなわち(a)における(i)および(ii)の波形を加え合わせ所要の波形を発生させている。

具体的な回路の一例が(b)であつて、真空管  $V_1$  および  $E_1$  よりなる電流リミッタ回路とポテンシオメータ  $P_1$  とにより、A点の出力は  $(e_i - E_1) \tan \theta_1$ 、 $(e_i \geq E_1)$  であり、真空管  $V_2$ 、 $E_2$  および  $P_2$  を通してのA'点の出力は  $P_1$  および  $P_2$  を連動させることにより  $(e_i - E_2) \tan \theta_1$ 、 $(e_i \geq E_2)$  である。後者の出力を正負変換器を通して前者の出力と相加すれば、その出力には  $(E_2 - E_1) \tan \theta_1$ 、 $(E_2 \geq e_i \geq E_1)$  が得られる。 $E_2 \leq e_i$  の折線勾配は  $1/2$  および  $E_2$  のリミッタ回路の出力から  $P_2$  のポテンシオメータにより与える。以下同様である。第2図(b)の場合、従来の折線近似関数発生器より追加される部分は、 $P_2$  なるポテンシオメー

\*  $\theta_j$  と  $\theta_{j-1}$  とが同符号の場合にはこの逆になるが、(1)式の方式が周波数特性の悪さが  $\theta_j$  のみに依存しているのに反し、(2)式では  $\theta_j$  と  $\theta_{j-1}$  に依存し、その特性の良さの程度の差が大きい。



第2図 (a)  $(E_{j+1}E_j) \tan \theta_j$  の発生方式



第2図 (b) 改良型折線近似関数発生器回路原理図

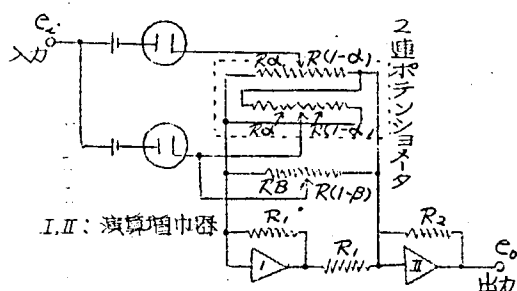


タと正負変換器1個である。実際には回路構成を適当にすることにより、かなり演算要素を節減できる。

### (Ⅲ) 試作装置および実験結果

#### (3.1) 試作装置の動作原理

第3図は試作装置の動作説明図で、正側で近似区間2の場合について示した。第3図と第2図の接続の大きな相違は、おのおのに正負変換器を挿入すること avoided、ポテンシオメータを2連にし、これを差動的に働かせ、二つの演算増幅器で出力を適当に相加える点にある。従つてこの場合増幅器の数が少なくてすむ。



第3図 試作回路の動作説明図

第3図において出力電圧  $[e_o]_{E_2 \leq e_j}$  は

$$\begin{aligned}
 [e_o]_{E_2 \leq e_j} &= (e_i - E_1) \left[ (R_1/R_\alpha)(R_2/R_1) - \{R_2/R(1-\alpha)\} \right] \\
 &\quad + (e_i - E_2) \left[ \{R_1/R(1-\alpha)\}(R_2/R_1) - (R_2/R_\alpha) \right] \\
 &\quad + (e_i - E_2) \left[ (R_1/R_\beta)(R_2/R_1) - \{R_2/R(1-\beta)\} \right] \\
 &= \frac{R_2}{R} (E_2 - E_1) \left( \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{1-\alpha} \right) \\
 &\quad + \frac{R_2}{R} (e_i - E_2) \left( \frac{1}{\beta} - \frac{1}{1-\beta} \right) \quad \dots\dots\dots (4)
 \end{aligned}$$

となる。すなわち各項は $\alpha$ または $\beta$ のみの関数であつて、勾配が独立に与えられることを意味している。なお $\alpha, \beta$ の選り方により正負いずれの勾配をも自由に与えられることは明らかである。

### (3.2) 試作回路

第4図は新しい方式に基づく折線近似関数発生器の回路結線図であり、第5図のように正側4、負側4、計8本の折線で近似するように設計されている。ここで重要な点は2連ポテンシオメータと、後に述べる定電流回路であり、いずれも近似勾配の独立性に大きな肉迫を有する。前者の直線性が不良であると、良好な折線近似関数発生器が得られないので、試作回路においては2連ポテンシオメータとして5回転ヘリカルポテンシオメータを用いた。かつその入力回路はカソードフォロアとして、後述するその内部抵抗による独立性の劣化を極力へらすようにした。

次に近似区間の幅(バイアス)を与えるための直流電圧を作る定電流回路は、その特性が悪い場合にはバイアス変化と同時に入力電圧変化に伴う各分岐回路の電圧振幅に差を生じる。すなわち勾配の独立性が悪くなる。試作回路においては $V_A$ 、 $V_B$ および可変抵抗よりなり、 $V_A$ はカソードフォロアとし折線近似関数発生器の入カインピーダンスの低下を防ぎ、 $V_B$ は陰極に高低抵抗を入れ定電流特性を得ている。 $V_R$ ないし $V_{R4}$ の可変抵抗により、バイアスのみ独立に変化できる。

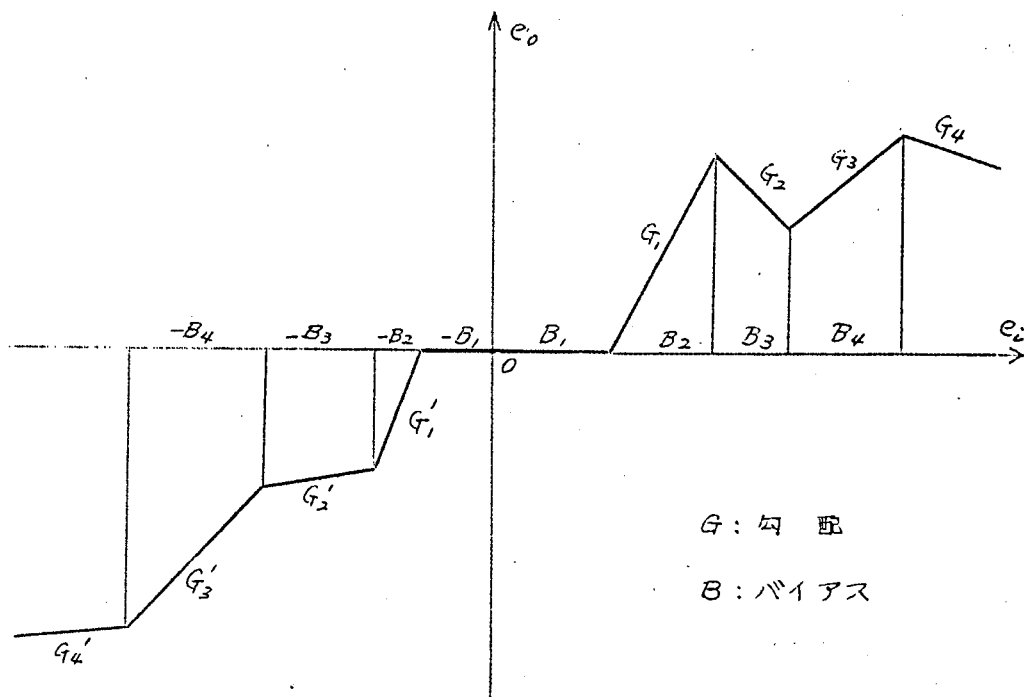
負方向の折線近似に対してはあらかじめ正負変換器を通し、符号を反転しておくほかは全く正側と同様である。 $V_{R18}$ および $V_{R19}$ はそれぞれ第1近似区間の零点調整用である。

### (3.3) 実験結果

総合特性を第6図(a)、(b)に示す。(a)は本装置の特長である近似区間勾配の独立性を示すものであり、 $G_2, G_2'$ の変化に対し他の勾配はなんら変化していない。

(b)はバイアス $B_1$ を変えた場合の近似関数の変化を示すもので、いずれもポテンシオメータのダイヤル目盛により定量的に与えることができる。第1表および第7図は目盛と勾配の関係を示す実験例である。この図表を



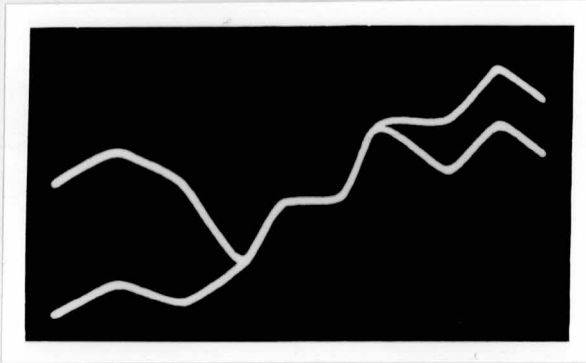


第5図 折線近似区間関係図

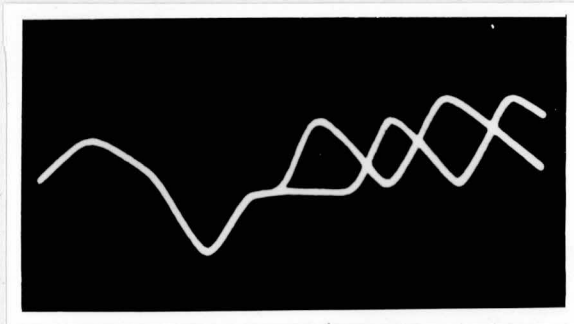
参照することにより、あらかじめ勾配の調整が可能であり、従来のようにそのたびごとのアライメントによる調整が不要である。

第8図はそれぞれ絶対値特性、2乗特性を試作折線近似関数発生器を用いて近似した一例であり、(a), (c) はそれぞれ 400 c/s, (b), (d) は 1 kc の入力に対する特性を示す。図よりわかるように、1 kc における位相遅れは  $1 \sim 2^\circ$  程度と考えられる。周波数特性を支配している箇所は、主として定電流回路と加算増巾器である。定電流回路の補償は第4図における  $C_7$  ないし  $C_8$  で行ない、加算増巾器による遅れは  $C_9, C_{10}$  で補償している。

次に定電流回路の特性は、可変抵抗  $VR_1$  ないし  $VR_2$  の変化に対し  $V_{1B}$ ,  $V_{2B}$  の格子陰極間電圧の変化を測定することにより求めた結果、最大振幅偏差 1% 以内であった。すなわち入力電圧 0V で全可変抵抗挿入時を標準にとると、全可変抵抗短絡の場合の振幅偏差は 0.42% であり、入力電圧



(a)  $G_2, G_2'$  の勾配を変えた場合の  
関数発生器出力



(b)  $B_1$  を変えた場合の関数発生器  
出力

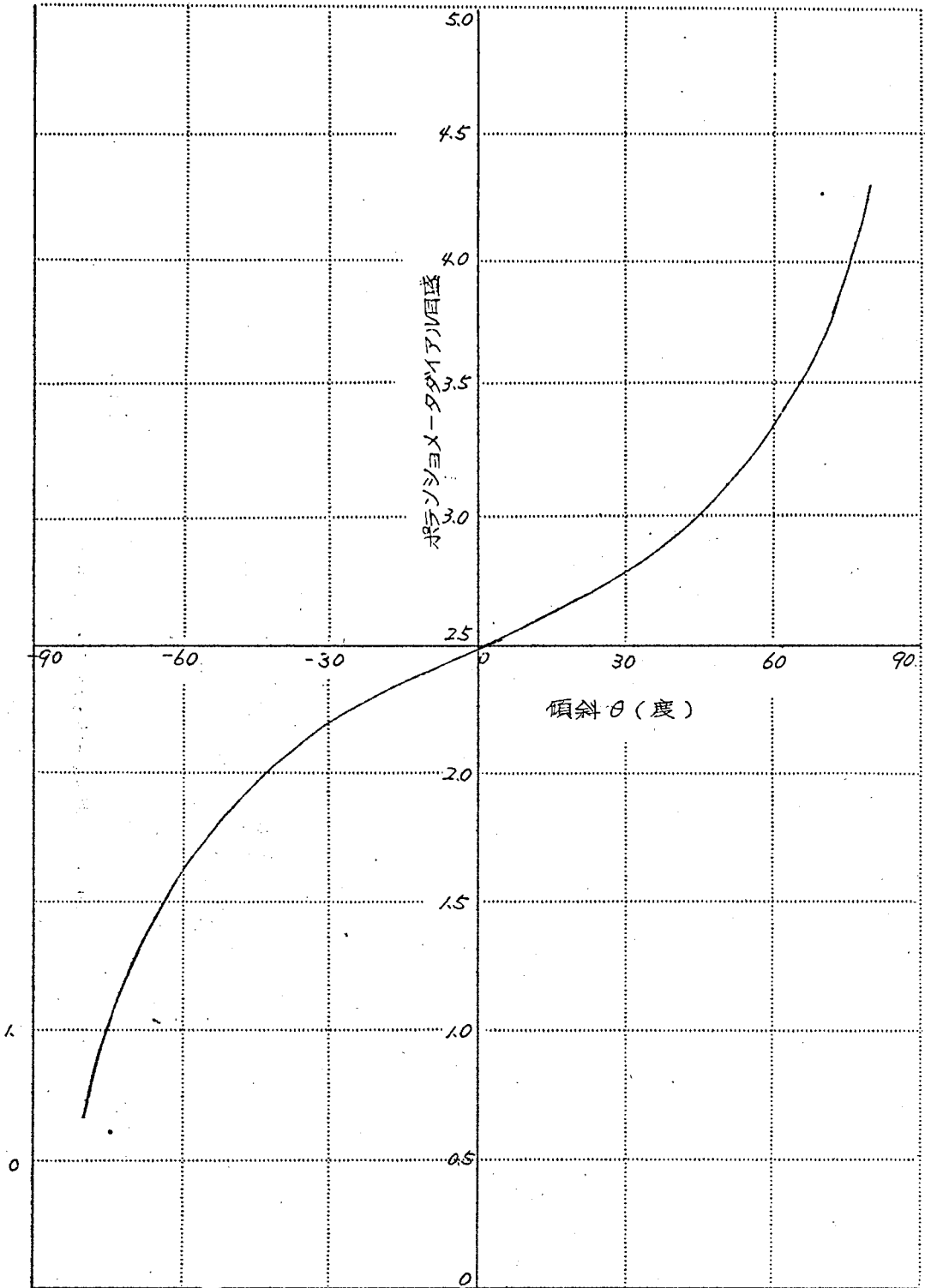
第6図 試作関数発生器の特性 (その1)

第1表 ポテンシオメータのダイヤル回転数  
目盛に対する折線傾斜(第5図参照)

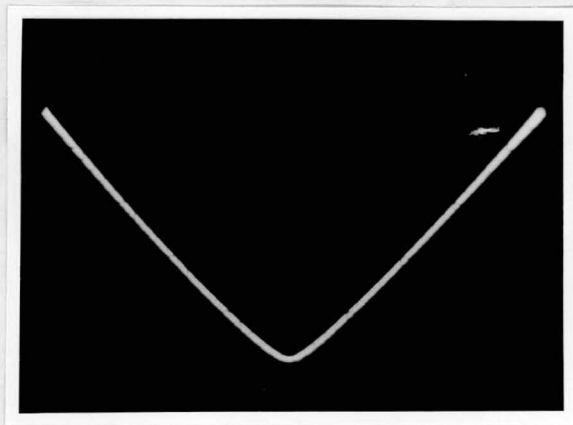
	$G_1$	$G_2$	$G_3$	$G_4$	$G_1'$	$G_2'$	$G_3'$	$G_4'$
+ 30°	4.24	4.27	4.22	4.20	4.22	4.21	4.27	4.23
+ 70°	3.70	3.70	3.67	3.68	3.67	3.70	3.68	3.72
+ 60°	3.35	3.34	3.34	3.35	3.34	3.34	3.34	3.35
+ 50°	3.11	3.09	3.10	3.11	3.08	3.08	3.08	3.08
+ 40°	2.93	2.92	2.92	2.92	2.91	2.90	2.90	2.90
+ 30°	2.78	2.79	2.80	2.80	2.77	2.77	2.77	2.77
+ 20°	2.67	2.69	2.69	2.70	2.67	2.67	2.67	2.67
+ 10°	2.59	2.60	2.60	2.60	2.58	2.57	2.57	2.57
± 0°	2.50	2.51	2.51	2.51	2.50	2.49	2.49	2.49
- 10	2.42	2.44	2.44	2.43	2.41	2.41	2.40	2.40
- 20	2.32	2.34	2.35	2.35	2.33	2.32	2.32	2.31
- 30	2.22	2.23	2.24	2.22	2.21	2.20	2.19	2.19
- 40	2.08	2.09	2.09	2.08	2.07	2.07	2.07	2.06
- 50	1.88	1.88	1.87	1.86	1.87	1.88	1.87	1.87
- 60	1.57	1.59	1.58	1.54	1.60	1.60	1.60	1.60
- 70	1.18	1.15	1.15	1.12	1.20	1.23	1.24	1.25
- 80	0.57	0.51	0.57	0.54	0.63	0.69	0.69	0.70

を+47.5 V としたときには全抵抗挿入時で 0.59%, 短絡時で 1.01% である。

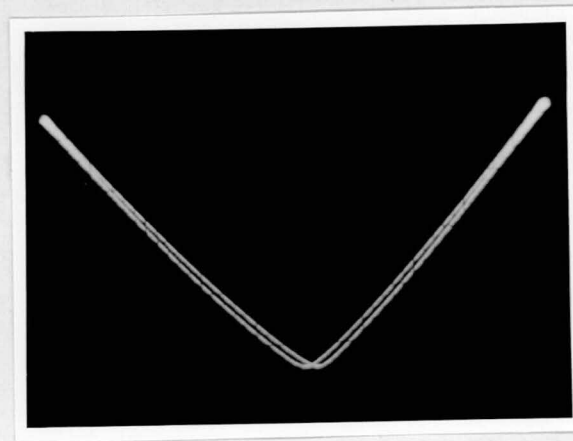
以上のごとく最大偏差は 1% 以内であるが、さらに高い定電流特性を望むならば  $V_{1B}$ ,  $V_{2B}$  を五極管にすることにより容易に実現できる。なお可変抵抗によるバイアス電圧の変化は、ポテンシオメータ 1 個あたり 0.55 V の実測値を得た。



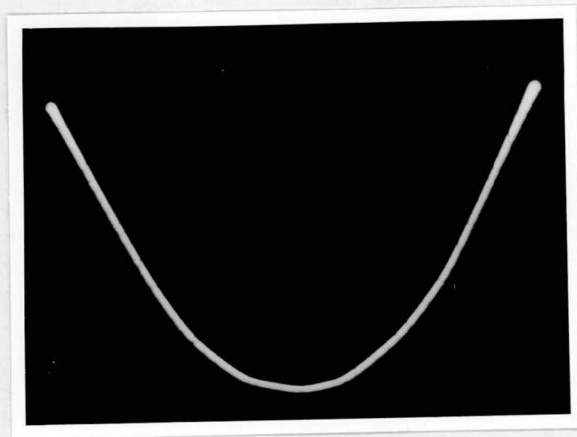
第7図 折線勾配と2連ポテンシヨメータ目盛との関係例



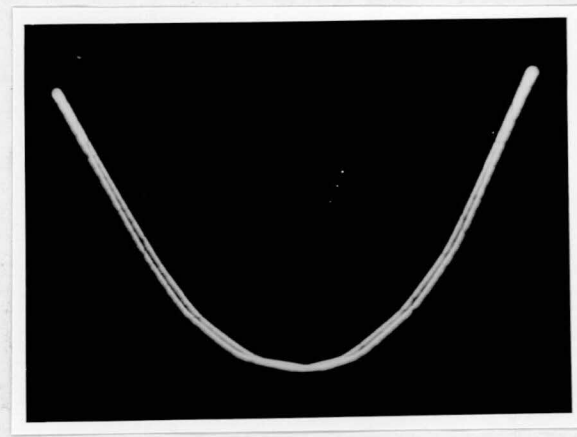
(a) 絶対値特性 400 c/s



(b) 絶対値特性 1 kc



(c) 2乗特性 400 c/s



(d) 2乗特性 1 kc

第8図 試作関数発生器の特性 (その2)



## (IV) 勾配の独立性及び定量性に関する考察<sup>(9)</sup>

前項に示した如く改良型折線近似函数発生器の特長は勾配に独立性及び定量性を持たし得る点である。このことは調整が便利であるのみならず定量的な計算を行う低速度型アナコンの函数発生器として使用する場合には特に有効である。一方この場合にはこの2つの値に対する要求は甚だ厳重になる。以下これらの量についての検討をする。

### (4.1) 試作回路(第3図)についての検討

試作回路については2極管の内部抵抗が共に零であり、ポテンシオメータの抵抗値が共に $R$ であるとするならば(4)式に示す如く各項は $\alpha$ ,  $\beta$ のみの関数であり、勾配が独立に与えられるのみならず定量性も完全といえる。

しかもこの回路構成の大きな特長は $\alpha$ ,  $\beta$ の遊び方により正負いずれの勾配をも自由にとりうることである。しかしながら実際には2極管の内部抵抗、ポテンシオメータの抵抗値の不平衡があり、独立性、定量性が必ずしも(4)式の如く良好ではない。以下これらについて考察する。

第9図は第2図及び第3図で示した原理回路、第1次試作回路の等価回路である。はじめに第9図(b)について検討する。 $R_a = R_b = R_z$ , 2極管の内部抵抗  $r_{i1}$ ,  $r_{i2} \approx 0$  の理想条件における  $(e_o)_{E_2 \leq e_i}$  を求めると(5)式が計算される。

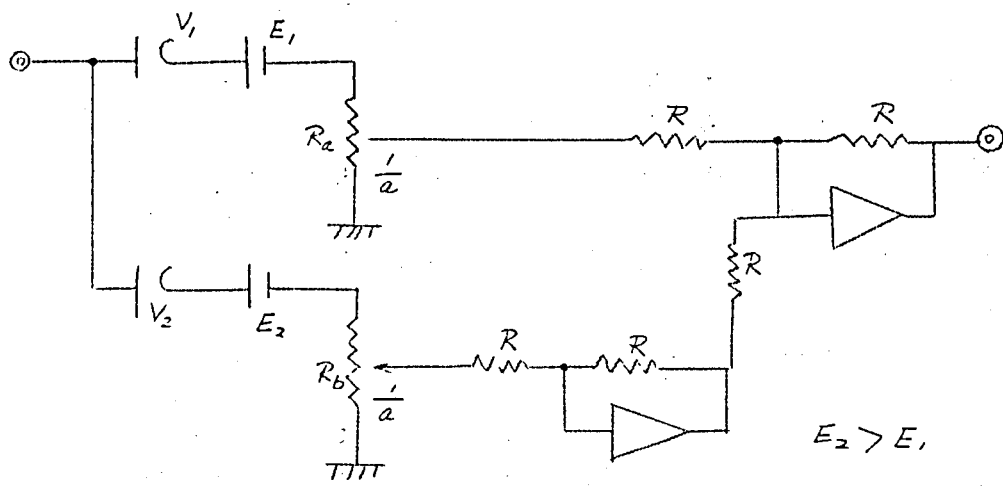
$$(e_o)_{E_2 \leq e_i} = -(E_2 - E_1) \frac{1}{\alpha} \quad \text{..... (5)}$$

(5)式よりも明らかなように $e_i$ に無関係であり、独立性、定量性共に完全である。いま、もし(5)に対して

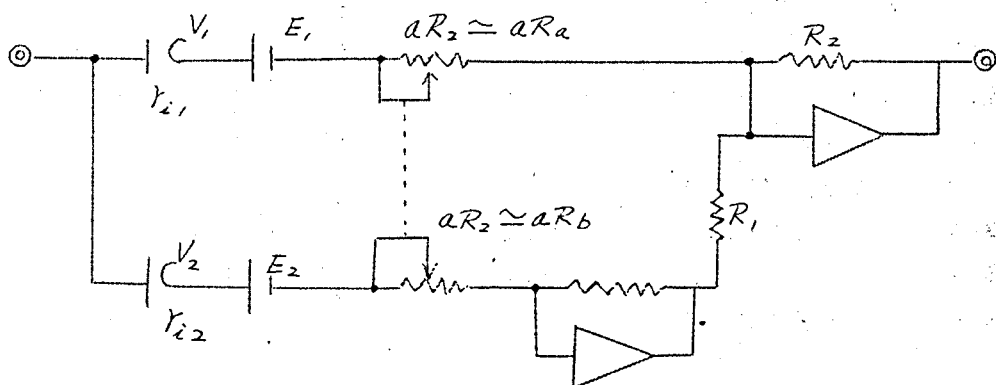
$$(e_o)_{E_2 \leq e_i} = -e_i \cdot k_i - (E_2 - E_1) \frac{1}{\alpha} (k_g + 1) \quad \text{..... (6)}$$

が得られたとすると $k_i$ ,  $k_g$ が独立性及び定量性を与える目安であり共に零であることが望ましい。例えば0.1%の精度を得るためにはこれらの値は少なくとも $10^{-3}$ 以下であらねばならない。

第9図(b)の如くポテンシオメータの値を $R_a$ ,  $R_b$ とし、2極管内部抵抗を考慮すると



(a) 原理回路



(b) 第1次試作回路の等価回路

第9図 勾配の独立性，定量性解析の説明図

$$f_{ci} = \left( \frac{R_2}{r_{i1} + aR_a} - \frac{R_2}{r_{i2} + aR_b} \right)$$

$$f_{c2} = \left\{ \left( E_2 \frac{R_2}{r_{i2} + aR_b} - E_1 \frac{R_2}{r_{i1} + aR_a} \right) - \frac{1}{a} (E_2 - E_1) \right\} / \frac{1}{a} (E_2 - E_1) \quad (7)$$

$r_{i1} = r_{i2} = r_i$  ,  $R_a \simeq R_2 + \Delta R$   $R_b \simeq R_2 - \Delta R$  とすると

$$\left. \begin{aligned} k_i &= \frac{2aR_2\Delta R}{(r_i+aR_2)^2} \\ k_g &= \left\{ (E_2-E_1) \frac{R_2}{r_i+aR_2} + (E_2+E_1) \frac{a\Delta R}{(r_i+aR_2)^2} R_2 \right\} / \frac{1}{a}(E_2-E_1) \end{aligned} \right\} (8)$$

(i)  $r_i \simeq 0$   $\Delta R \neq 0$  とすると

$$\left. \begin{aligned} k_i &= 2 \frac{\Delta R}{R_2} \\ k_g &= \frac{E_2+E_1}{E_2-E_1} \frac{\Delta R}{R_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

(9)より明らかなように  $r_i \simeq 0$  であつたとしても  $\Delta R/R_2$  を小さくしない限り  $k_i, k_g$  は零とはならない。特に  $k_g$  については  $E_2, E_1$  が大になるに従つてかなり大きな値を示す。  $\Delta R/R_2$  を小さくすることは2連ヘリカルポテンショメータに直線性と共に抵抗の絶対値をおさえることになるのであつて実用上高々1%程度が限度と考えられる。

(ii)  $\Delta R \simeq 0$   $r_i \neq 0$

$$\left. \begin{aligned} k_i &= 0 \\ k_g &= \frac{r_i}{r_i+aR_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

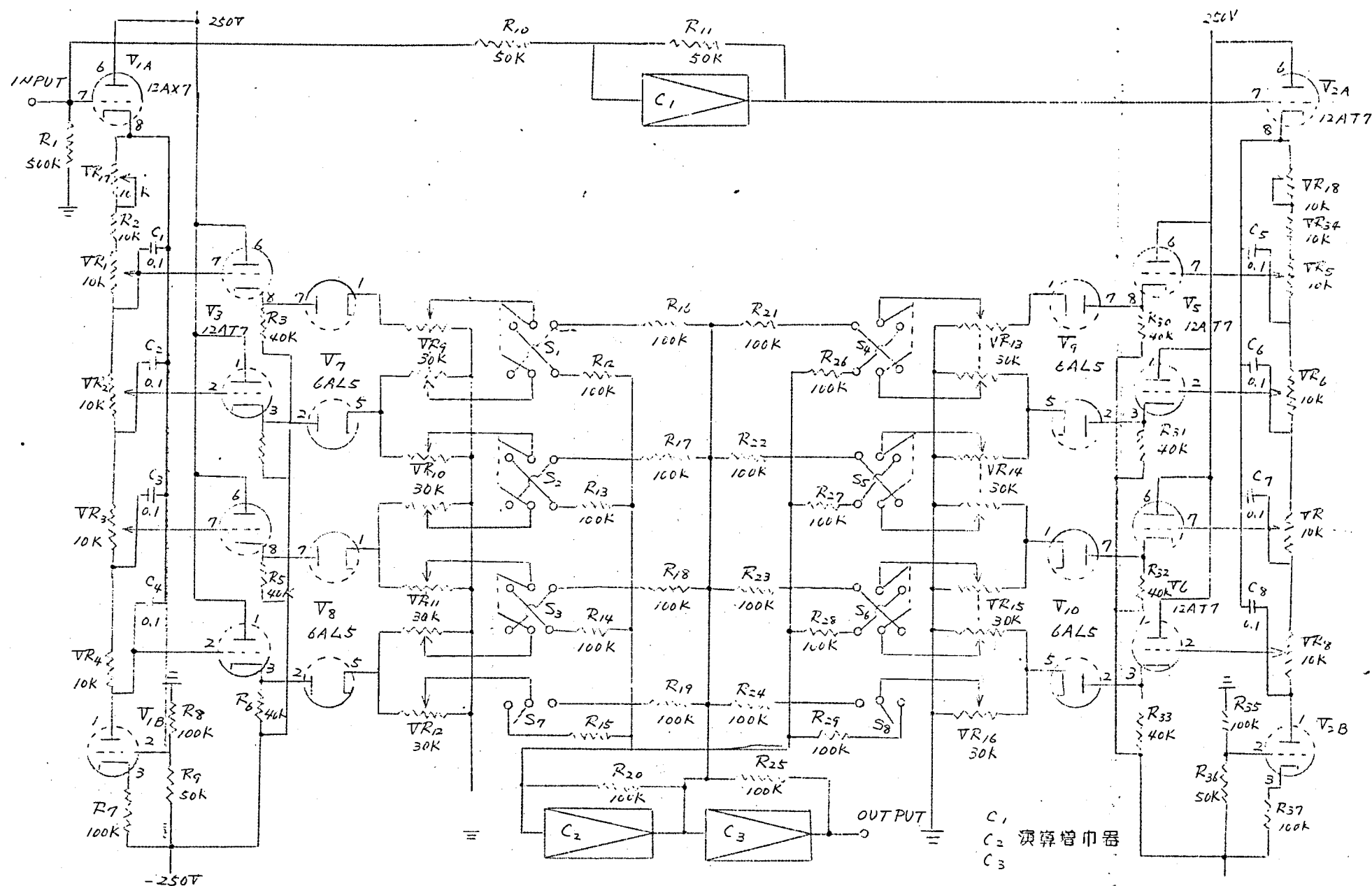
この場合には  $k_g$  だけに問題がある。  $k_g$  は  $a$  の値によつて変化し一定でない。従つてこれを補正することも極めて困難になる。

## (4.2) 原理回路についての検討

原理回路の等価回路第9図 (a) について  $k_i, k_g$  を計算する。

$$\left. \begin{aligned} k_i &= \frac{1}{a} \left( \frac{R_a}{R_a+r_i} - \frac{R_b}{R_b+r_i} \right) \\ k_g &= \left\{ \left( E_2 \frac{R_b}{R_b+r_i} - E_1 \frac{R_a}{R_a+r_i} \right) - (E_2-E_1) \right\} / (E_2-E_1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

$R_a \simeq R_2 + \Delta R$   $R_b \simeq R_2 - \Delta R$ ,  $r_{i1} - r_{i2} = r_i$  とすると



第10図 改良型折線近似関数発生器実用回路

$$\left. \begin{aligned} k_i &= \frac{2r_i \Delta R}{a(R_2 + r_i)^2} \\ k_g &= \left\{ (E_2 - E_1) \frac{R_2}{R_2 + r_i} - (E_2 + E_1) \frac{\Delta R \cdot r_i}{(r_i + R_2)^2} \right\} / (E_2 - E_1) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

(i)  $r_i \simeq 0$   $\Delta R \neq 0$  とすると

$$k_i = 0, \quad k_g = 0 \quad \dots\dots\dots (13)$$

全く理想状態に等しい。 $r_i \simeq 0$  にするためには実用上は  $R_2 \gg r_i$  とすることであって低速アナコンにおいては実現容易な数値である。もちろん  $\Delta R$  に対しては無関係である。この点において前記試作回路よりはるかにこの回路構成の方が優れていると言ひ得る。

(ii)  $\Delta R = 0$   $r_i \neq 0$  とすると

$$\left. \begin{aligned} k_i &= 0 \\ k_g &= \frac{r_i}{R_2 + r_i} = \text{一定} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

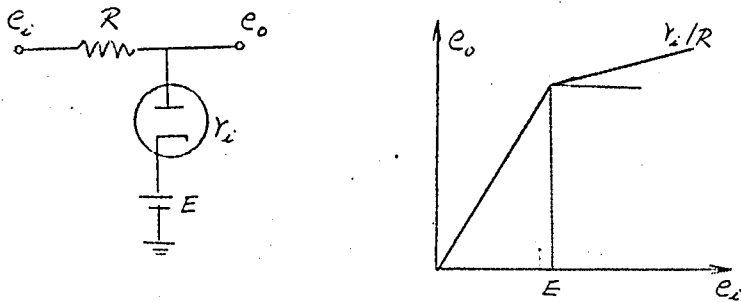
$r_i$  を無視し得ない場合においても  $k_i = 0$  であり、 $k_g$  もまた、 $a$  に無関係に一定値を示す。従つてこの値は補正することもまた可能になる。

以上の検討結果から改良型関数発生器に使用する回路構成は第2図に示した原理図に忠実であることが望ましい。これに基づいて設計された関数発生器の回路結線図が第10図である。この場合出力の正負の勾配の切換えにはスイッチを使用し正負変換器の挿入箇所を交換することによって実現している。

## (V) リミッタ回路(飽和特性回路)の改良<sup>(iii)</sup>

新しい方式による折線近似関数発生器の手法をリミッタに利用することにより、その特性を改善できる。第11図に示すように従来のリミッタは飽和部分の勾配は零ではなく

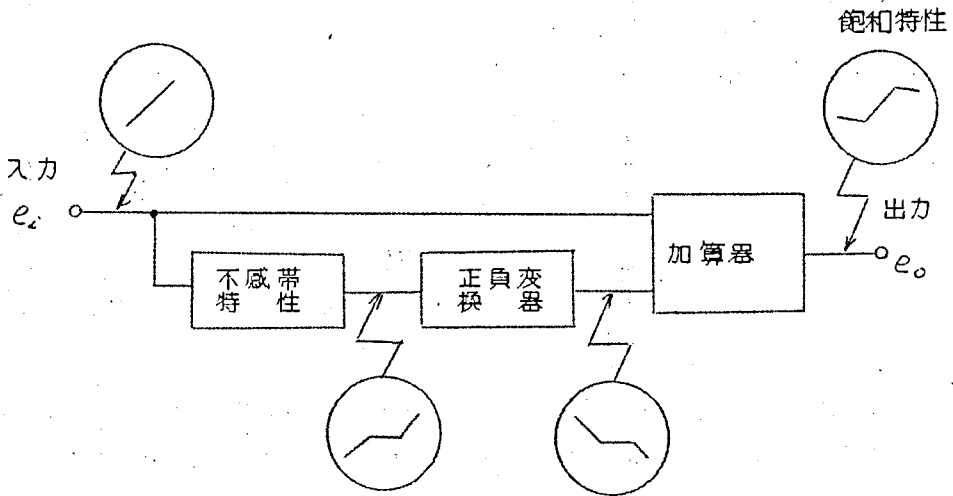
$$e_o/e_i = r_i / (R + r_i) \simeq r_i / R, \quad (R \gg r_i, \quad e_i \geq E)$$



$r_i$ : 二極管の内部インピーダンス

第11図 従来のリミッタ回路

でもかも  $R$  を  $r_i$  にくらべ大きくとる場合には、これが原因して周波数特性が悪くなる欠点を伴う。



第12図 新しいリミッタ回路

いま第12図に示すように、折線近似関数発生器と同様の手法により、入力信号直接と不感帯特性の出力との差をとるように回路を構成するならば、

$$\begin{aligned} [e_o]_{e_i > E_m} &= e_i - (e_i - E_m) \tan \theta \\ &= e_i (1 - \tan \theta) + E_m \tan \theta \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (15)$$

となり、飽和部分の勾配は  $(1 - \tan \theta)$  であり、 $\theta$  の選び方により零または正負いずれにもなしうる。

この方式によれば飽和部分の勾配を零になしうるだけでなく、第12図に示すように切換スイッチSにより不感帯特性および飽和特性が任意に切換えられる。このことはアナコン設計上有用な利点の一つと考えられる。

## 〔Ⅵ〕 折線近似関数発生器による関数近似法

具体的に任意関数を折線により近似させて行く場合いかなる方法をとれば最も近似度が高いかは、一概に論じられない。数学的には種々の表現法が考えられるが、誤差面積を零ならしめる方法が、直観的に行えるので、最も实际的であろう。すなわち任意関数を  $P_n(x)$  とすれば

$$\int \{f(x) - P_n(x)\} dx = 0 \quad (16)$$

なる表現を持つ。またかく折線により任意関数を近似させた場合、解として誤差かどの位でてくるかは与えられた系、微分方程式により異なるが、関数発生器の誤差（近似度）がそのまま解の誤差になると考えれば、

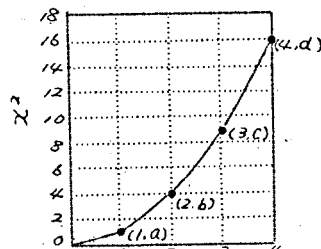
$$\varepsilon_a = \frac{\text{Max.} |f(x) - P_n(x)|}{\text{Max.} |f(x)|} \quad (17a)$$

$$\varepsilon_b = \frac{\int |f(x) - P_n(x)| dx}{\int |f(x)| dx} \quad (17b)$$

等の相対誤差が考えられる。(17a)式は解の各瞬時値に対する信頼度の目安となり、(17b)式は解全体に対する信頼度の目安となる。

例として2乗特性を4本の折線で近似した場合を考

える。(16)式の考案にしたがい、第13図に示したように0~1, 1~2, 2~3, 3~4の間の誤差面積を零ならしめるように、 $a, b, c, d$ を決定し(17a), (17b)両式を求めれば、 $\varepsilon_a = 0.7\%$ ,  $\varepsilon_b = 1.9\%$ を得る。



第13図 折線による2乗特性の近似例

## (Ⅶ) 折線近似関数発生器

応用例：von der Pol の方程式

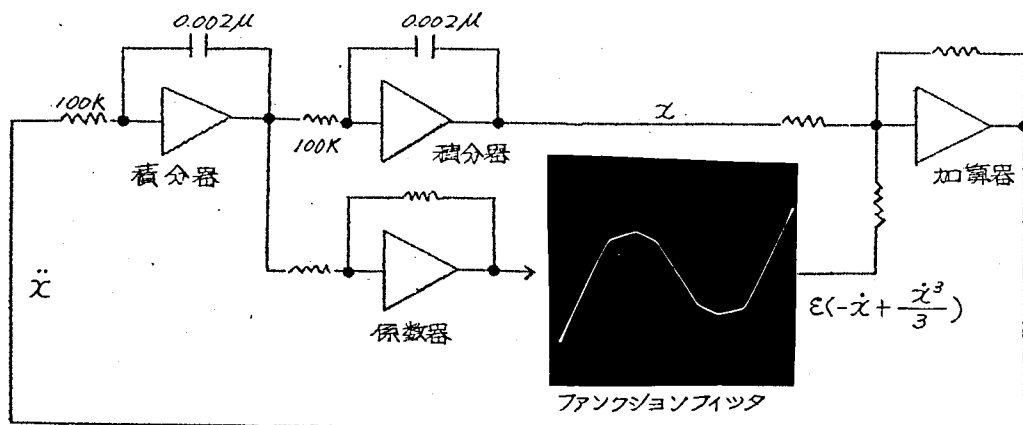
非線型振動方程式の中の von der Pol の方程式は、多くの書物<sup>(12)(13)</sup>で論じられて、いるが、著者は折線近似関数発生器により非線型項を近似してみた。

$$\ddot{x} - \varepsilon (\dot{x} - \dot{x}^3/3) + x = 0 \quad (18)$$

により表わされる von der Pol の方程式の自励振動の周期は、Dorodnitsyn により次式で表わされた。

$$T = 1.614\varepsilon + 7.014\varepsilon^{-\frac{1}{3}} - \frac{22}{9} \frac{\log \varepsilon}{\varepsilon} + 0.0087\varepsilon^{-1} + O(\varepsilon^{-\frac{4}{3}}) \quad (19)$$

第14図は(18)式のアナコンによる回路であり、関数発生器により $(-\dot{x} + \dot{x}^3/3)$ を近似させてある。 $\varepsilon = 0.1, 1, 3$ の場合の実験写真を第15図(a), (b), (c)に示す。図中上図は時間に対する $x$ の変化を、下図

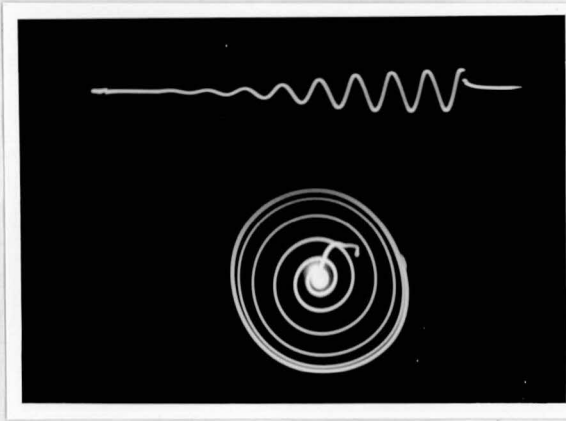


第14図 von der Pol の方程式の結線

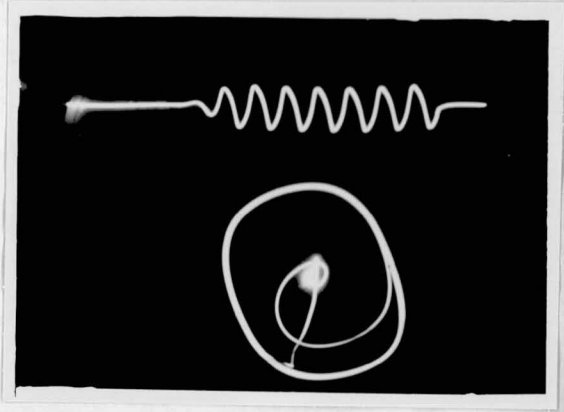
は、 $x$ に対する $\dot{x}$ の位相平面上の軌跡を示している。また第16図は実験結果から算出した周期 $T$ と、(19)式による計算結果を対比させたものであ



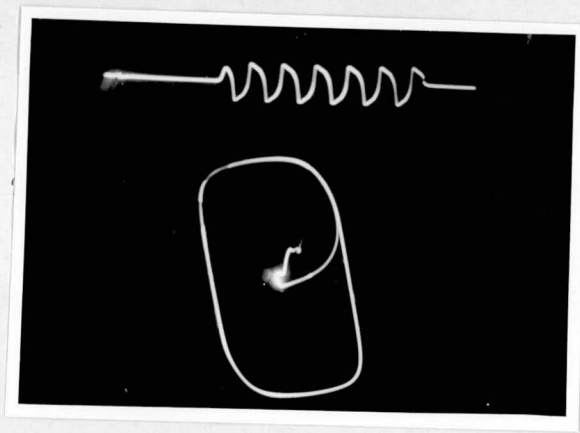
る。



(a)  $\varepsilon = 0.1$

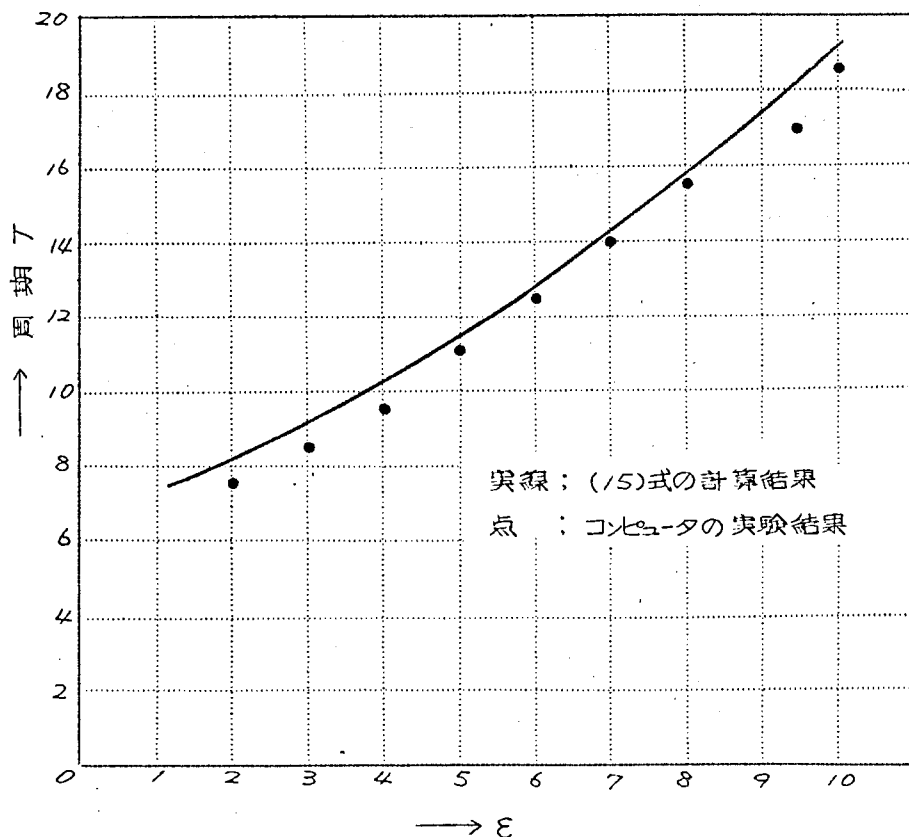


(b)  $\varepsilon = 1$



(c)  $\varepsilon = 3$

第15図 アナログ計算機による *von der Pol* の方程式の解



第16図 von der Pol の方程式の周期

## (Ⅷ) 結 言

(1) 折線近似関数発生器に関する新しい方式を提案し、これについての実験結果を示し、試作装置が所期の目的をはたしていることを述べた。すなわち各区分ごとに独立に近似勾配を与え、しかもこれを定量的に行うことは、調整上の利点はもとより、高精度アナコン用関数発生器としても高い有用性を与えるものである。また従来の装置を本方式に改造することも比較的容易である。なおこの原理をリミッタに 응용してリミット区分の勾配を零ならしめることも可能である。

(2) 改良型折線近似関数発生器の定量化及び独立性について検討し、原理回路に忠実なる回路構成が最もすぐれていることを述べた。

(3) 関数近似法について説明し誤差の一例を示した。応用例として *von der Pole* の方程式をとさリミットサイクル周波数が理論値とかなり一致した結果を得た。

318 項欠

## 第2章 フォトフォーマの誤差 に関する検討及び改 良

## 第2章 フォトフォーマの誤差に関する検討 及び改良<sup>(14)~(16)</sup>

### (I) 緒 言

アナコンが非線型問題の解析に有用なことは周知のことである。その関数発生器としてフォトフォーマが用いられているがその精度は他の線型要素に比して劣る。一方これに関する解析は E. Elgeskog<sup>(17)</sup> 野村<sup>(18)</sup> が線型系として 2, 3 の検討を行つている。

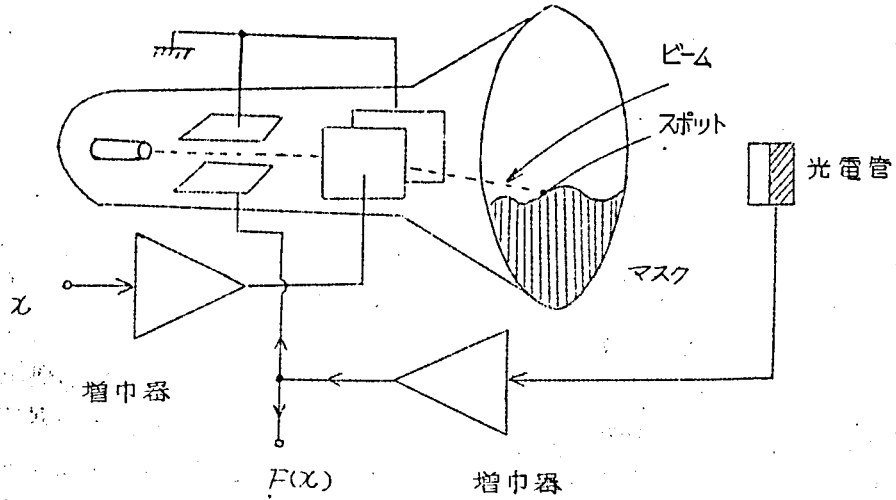
著者はフォトフォーマを非線型制御系として考察し、制御動作を明確に図示し、誤差の原因及びその対策を明らかにした。すなわち静的及び動的の2面より誤差の諸原因を検討し、これらの誤差を排除する 2, 3 の方式を提案した。更にフォトフォーマの制御系としての安定性について述べるものである。

### (II) 制御工学的に見たフォトフォーマの動作

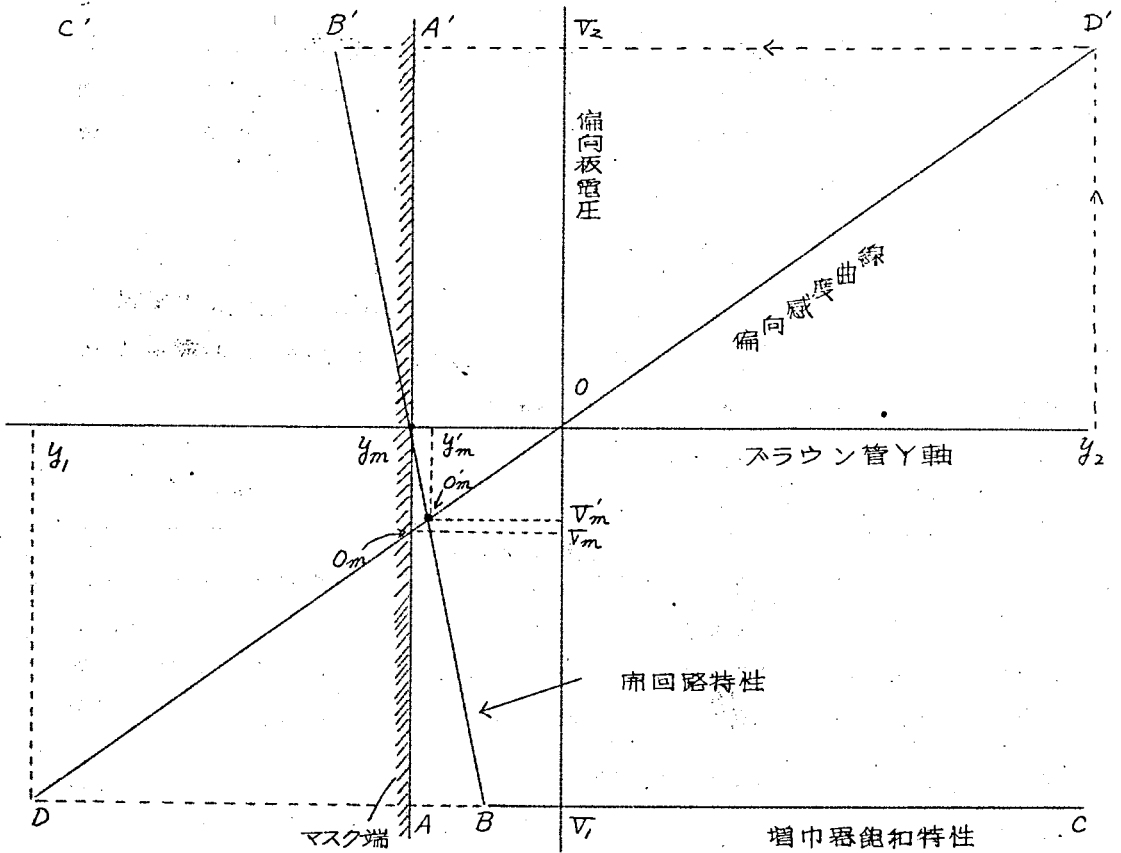
フォトフォーマの原理図を第1図に示す。与えられた関数型に比例したマスクをブラウン管の蛍光面上に用意しビームのスポットとマスクのずれを光電流の変化として検出し、その値を零(または一定)ならしめるように垂直偏向板に電圧を帰還する。従つてスポットはマスクの像に静止し、水平偏向板に入力電圧を加えるならばその時の垂直偏向電圧は所望値 $F(x)$ に比例した値となる。かくの如くフォトフォーマはマスク上像にスポットを自動的に追尾させる一種の位置自動追尾装置である。

この装置の制御特性、偏向板電圧とスポットの位置との関係等を図示したものが第2図である。横軸にブラウン管のY軸、縦軸にブラウン管の垂直偏向板電圧、すなわち出力電圧の値を示す。 $DD'$  は偏向感度曲線でありこの線上でスポットの位置と出力電圧との関係が与えられる。例えば $V_1, V_2$ の時のビームの位置は $y_1, y_2$ であり、 $y_m, y_m'$ に対応する出力電圧は $V_m, V_m'$ である。偏向板電圧は飽和値を有し<sup>(註1)</sup> 光電管への入射光線が零の場合のスポットの位置を $y_2$ 、入射光線の最大の時の位置を $y_1$ とする

(註1) 頁参照



第1図 フォトフォーマの原理図



第2図 フォトフォーマの制御動作説明図

と動作はこの間で行われる。

今スポットを  $y_m$  なる偏さをもつ水平偏向板に平行なマスクの上縁に直  
 接さる場合について考える。 $y_1 < y < y_m$  の範囲では光電管の入射光線  
 が零であり、偏向板電圧の偏回路電圧値は  $V_2$  でありスポットはこれに対  
 応する位置  $y_2$  に移向しようとする。 $y = y_m$  になると光電管に入射光線  
 があり、偏向板電圧の偏回路電圧はスポットをマスク内に下げようとする  
 電圧  $V_1$  になる。かくの如く制御系の利得が無限大であるならば制御特性は  
 $C'A' \cdot AC$  で表わされ、オンオフ制御となりスポットは  $y_m$  でサイクリン  
 ぐする(スポットの大きさが零の場合に等価である)。この場合の制御の  
 平衡点は  $AA' \cdot DD'$  の交点  $O_m$  となり出力電圧は  $V_m$  となる。これがフォ  
 トフォーマの基本原理解であるが実際には制御系の利得が有限であり、かつ  
 スポットに大きさがあるために  $AA'$  は  $BB'$  の如くに傾きをもち制御特  
 性は  $CB \cdot BC'$  となり平衡点は  $O'_m$  に移動しスポットは  $y'_m$  に静止する。<sup>(註2)</sup>  
 従つて出力電圧は  $V'_m - V_m$ 、スポットの位置については  $y'_m - y_m$  の定  
 常誤差を生じる事を示している。実際には更に  $DD'$  は直線ではなく歪を有し  
 加うるに光学系を用いることによる諸向誤、制御系の各要素がそれぞれ周  
 波数特性を持つことによる制御特性を考えるならば誤差の原因は極めて複  
 雑になる。

### 〔Ⅲ〕 フォトフォーマの静的誤差

これは回路要素の利得のみに関係し周波数特性に無関係に生ずる誤差で  
 あり、次の諸項が考えられる。

- i) 制御の平衡点移動に伴う誤差
- ii) 視差に基づく誤差

(註1) 飽和を与える原因としては光学系の飽和現象と増巾器の飽和現象と  
 がある。実装置の動作状態では後者は線型領域で動作しているため前者の  
 影響のみを考慮すれば良いが、偏回路特性では前者以後の増巾度が大であ  
 るために殆んど後者で飽和現象が現われる。

(註2) マスクが0点にある時にスポットの中心がマスクの像に一致する如  
 く調整されたとする。



- iii) スポットの大きさに基づく誤差
  - iv) 光学的経路の変化に基づく誤差
  - v) 部品の不完全性に基づく誤差
- 等である。以下これらについて説明する。

### (3.1) 制御の平衡点移動に伴う誤差

既述の如く制御利得  $k_c$  が有限であるため、マスクの位置により制御の平衡点が移動し、それに伴い出力電圧に誤差を生ずる。第2図における  $V_m' - V_m$  である。アラウン管の偏向感度を  $k_d$  とし、0点における電圧及び位置を  $V_0$  及び  $y_0$  とすると、

$$\frac{k_c}{k_d} = \frac{V_0 - V}{AB} = \frac{y_0 - y_1}{k_d \cdot AB}$$

一方

$$\frac{y_m' - y_m}{AB} = \frac{y_0/k_d - y_m'/k_d}{y_0/k_d - y_1/k_d}$$

上式より Y 軸上のスポットの移動誤差  $E_b$  は

$$E_b = y_m' - y_m = (y_0 - y_m)/(1 + k_c)$$

$y = 0$  とし  $y_m$  は  $y_0$  に対し正負の値を付すると

$$E_b = \mp y_m/(1 + k_c) \quad (1)$$

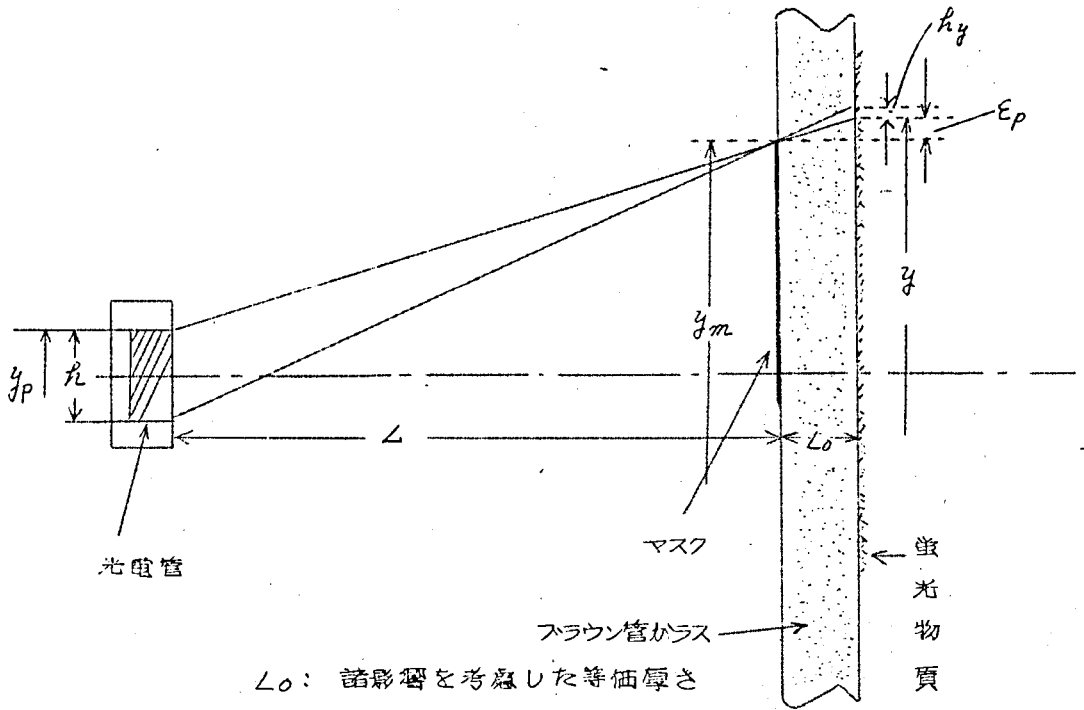
この値は後述の定位制御系のオフセット誤差に等しい。

出力電圧に与える誤差電圧  $E_b'$  は (1) より

$$E_b' = \mp y_m/(1 + k_c) \cdot k_d \quad (2)$$

### (3.2) 視差に基づく誤差

マスクと光電管の巨離  $L$ 、マスクとアラウン管蛍光面との等価距離  $L_0$  (アラウン管のガラスの厚み、管面の曲率、ガラスの屈折率の影響等を考慮する) により視差誤差  $E_p$  を生ずる。実際にスポットが制御される高さを  $y$  とすると (第3図参照)



第3図 フォトフォーマの視差誤差説明図

$$(y - y_p) / (y_m - y_p) = (L + L_0) / L$$

$$\therefore E_p = y - y_m = (y_m - y_p) L_0 / L \quad \dots\dots\dots (3)$$

但し  $y_p$ : 光电管受光面の上端の高さ

従って出力電圧に与える誤差  $E'_p$  は

$$E'_p = \frac{L_0}{L} \cdot \frac{y_m - y_p}{k_d} \quad \dots\dots\dots (4)$$

実際の装置ではこの値は極めて小さく、 $L=20\text{ cm}$  の場合でガラスで  $L_0$  を強制的に  $1\text{ mm}$  附加してもそれによる誤差は測定精度 ( $0.5\%$  以内) であることが認められ、實際上右と問題にならないことが明らかとなった。

### (3.3) スポットの大きさに基づく誤差

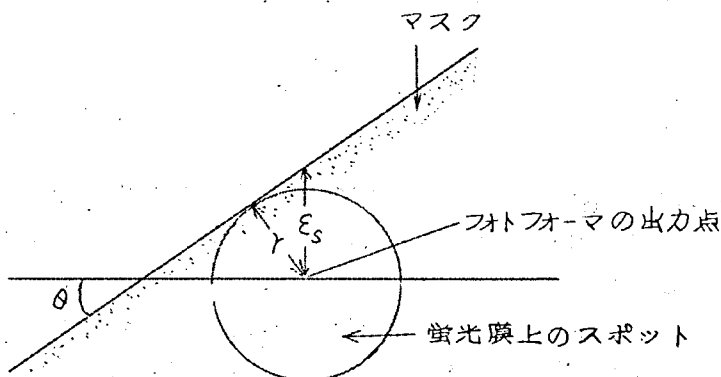
蛍光面上のスポットの強度は幾何学的な点ではなく必ずある面積を有す。これはフォトフォーマの動作が単なるオンオフ制御とならず比例制御となる原因である。本項ではまずスポットが大きさを持つことによって生ずる直接の誤差について述べ次いでスポットの大きさに原因する利得変動等間接的に誤差に及ぼす影響について説明する。

#### (3.3.1) 直接的に与える誤差

第4図に示す如くフォトフォーマの平衡点とスポットの中心(出力点)との差 $\varepsilon_s$ がこの誤差である。図のようにスポットの径の一部がマスク端から残れている状態では、スポットの半径 $r$ 、水平面とマスク端のなす角を $\theta$ とすると、 $\varepsilon_s$ は

$$\varepsilon_s = -r/\cos \theta \quad (5)$$

となる。反対にスポットがマスク外に飛び出しその一部だけがマスクにかくれる状態では



第4図 スポットの大きさに依る直接誤差

$$\varepsilon_s = +r/\cos \theta \quad (6)$$

となり $\theta$ の関数となる。すなわち入力波形の勾配の変化に応じて誤差が非

直線的な変化をする。

この誤差の根本的原因としてはスポットに大きさがあることはもちろんであるが、一方、スポットの中心がマスク端にないことにもよっている。従ってスポットの中心が常にマスク端にくるように設計するならば、その大きさには無関係に  $\varepsilon_s = 0$  となし得る。このように平衡点を決定することは、フラウン管のY軸バイアスを調整することにより容易に実現出来るのであるが、(3.1) で述べたように、マスクの高さにより平衡点が移動し、Y軸上の全面にわたりこの補償は出来ない。この対策については後述する。

### (3.3.2) 間接的な影響

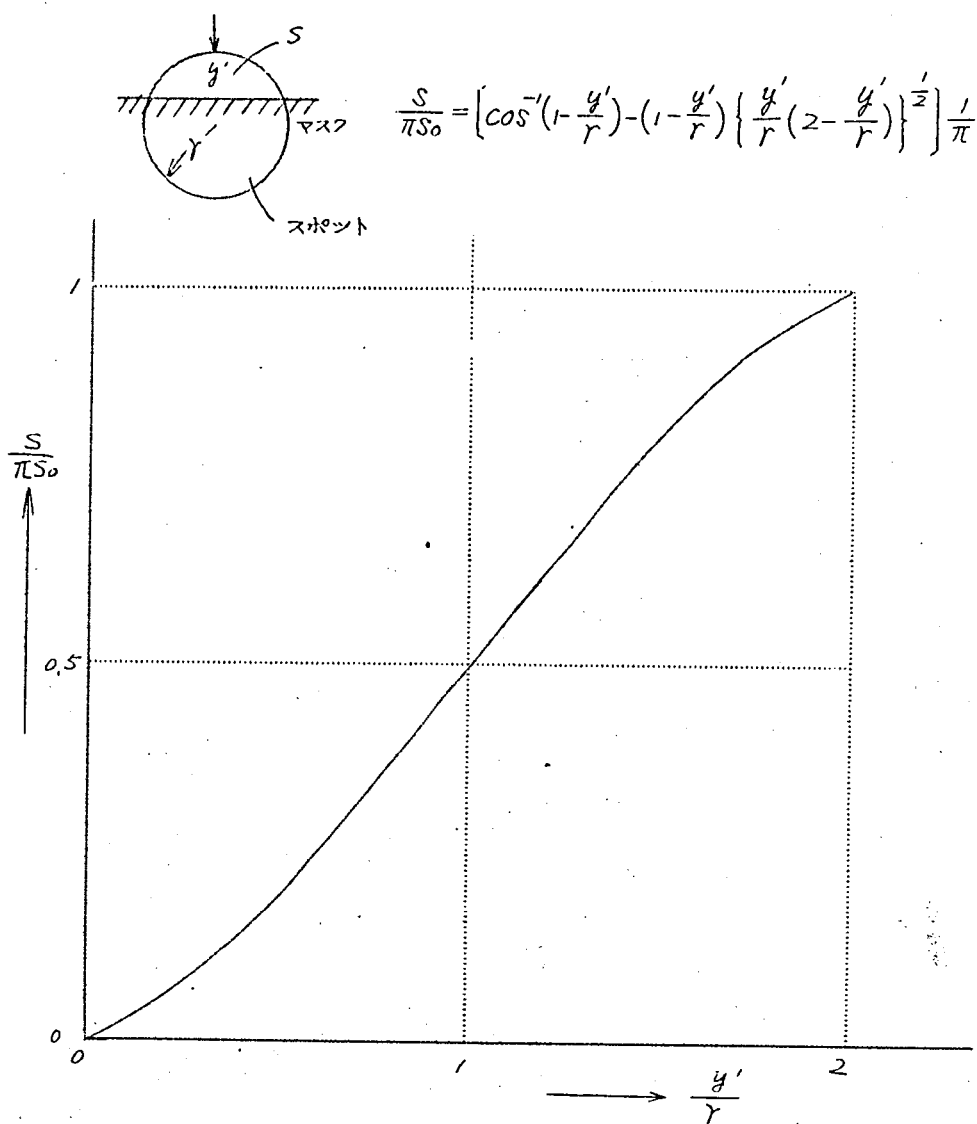
(3.1) で述べたように、制御利得  $k_c$  が有限であるために、オフセット誤差  $y_m / (1 + k_c)$  なる誤差を生ずる。一方スポットが大きさを持つことにより、平衡状態により発光面積が異なり、 $k_c$  は  $y_m$  の値に対して一定ではない。いまスポットの位置と発光面積との関係をスポットを円形として計算すると、次の如くになる(但しマスクはX軸に対して平行とする)すなわち

$$S = S_0 \left[ \cos^{-1} \left( 1 - \frac{y'}{r} \right) - \left\{ \frac{y'}{r} \left( 2 - \frac{y'}{r} \right) \right\}^{1/2} \left( 1 - \frac{y'}{r} \right) \right] \dots \dots \dots (7)$$

$S_0$ : 一定       $r$ : スポットの半径,       $y'$ : マスク端から出ているスポットの高さ。

第5図に(7)の関係を示す。 $y' = r$  で変化が最大であり、 $k_c$  はこの点で最大となる。故にこの点からもスポットの中心を常にマスク端に保つことが望ましい。前述したように  $y_m$  により制御の平衡点が移動するため  $y'$  の値が  $y_m$  により変化し  $k_c$  が変動することになる。更に  $k_c$  を左右する因子としては、スポットの位置に対する受光面積の変化、ハロー現象、スポットの焦点の状態等があり、これらは(7)に対して積の形で影響する。<sup>(註3)</sup> 受光面積とスポットの位置との関係は第3図における  $y$  の位置より  $h_g = h/L$

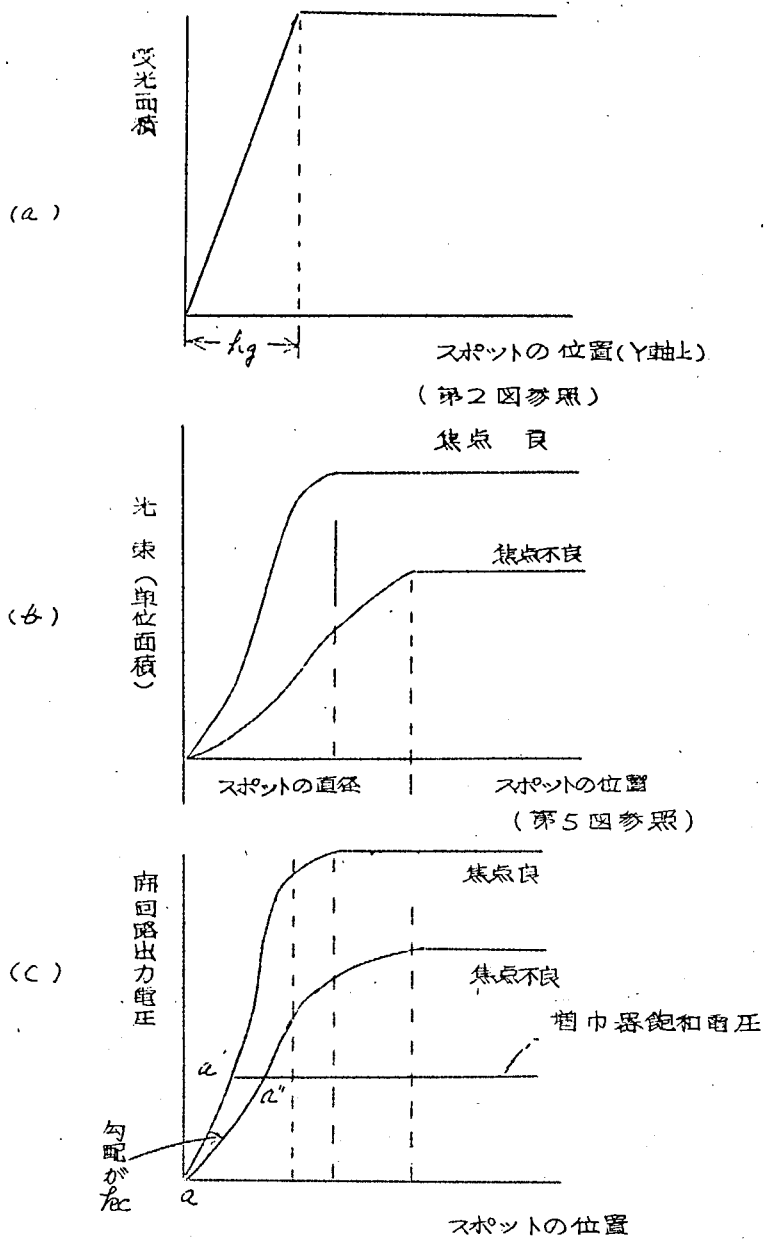
(註3) 光電管への光量は発光面積(光束に比例する)と受光面積の積で表わされ、スポットの焦点状態の良し悪しは単位発光面積当りの光束の値の大きい、または小さいかということに等しい。



第5図 スポットの位置と発光面積の変化

の範囲は直線的に増加し、 $(y + h_g)$  以上では一定値を示す飽和特性で表わされる。第6図(a)はこれである。

このようにして、 $y_m$ に対する各場所の出力の変化の状態を図示したものが第6図である。(b)図は(c)の關係にスポットの焦点状態の影響を附



第6図 スポットの位置と開回路特性

加して示したものである。(c) 図は (a) 図、(b) 図の影響に偏向増巾器利得を掛け合せた血回路静特性であり、その電圧は増巾器の飽和電圧で一定値を示す。このようにして得られた(c) 図における  $aa'$ ,  $aa''$  は第2図で示した  $\overline{BB'}$  に相当する値であり、しかも  $y_m$  により変動する値である。故に (c) で示したオフセット誤差は実際には極めて複雑であり、

$$\varepsilon_b = \mp y_m / \{1 + k_c(y_m)\} \quad (8)$$

と書かれるべきである。

### (3.3.3) 解像力に与える影響

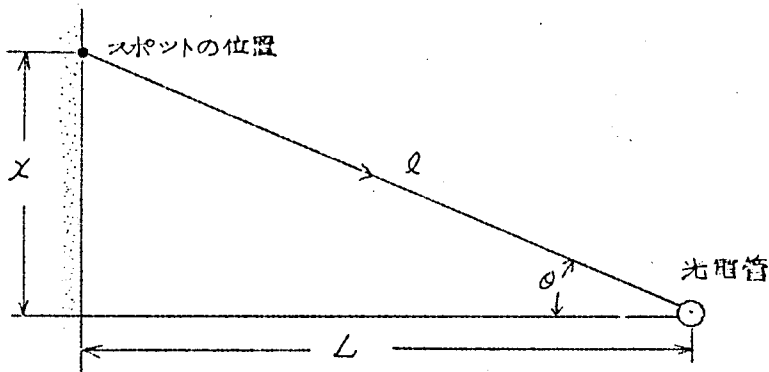
上述の直接及び間接的な誤差はいずれもフォトフォーマの制御動作に関係した誤差であるが、更にこれに関係しないものに解像力の低下による誤差が存在する。スポットが幾何学的な点であるとする、如何なる巾の狭いマスクでもスポットの追尾は可能であるが実際にはスポットの大きさにより追尾のなまりを生ずる。これが解像力を低下させ、出力電圧に誤差を与える。著者の得た実験結果では、追尾し得るマスクの中の最小値はほぼスポットの大きさと同程度であった。

更にこの誤差について定量的な値を示す。スポットの直径を  $2\text{ mm}$  程度にしぼった状態で、頂角  $30^\circ$  高さ  $19\text{ mm}$  のマスクをトレースさせた場合の正しい出力電圧  $9.6\text{ V}$  に対して頂点でのスポットの大きさによるなまり誤差は  $0.5 \sim 1.0\text{ V}$  なる値を示した。すなわちその誤差は  $5 \sim 10\%$  の程度であって頂角の尖鋭な函数の発生に大きな誤差が伴うことを示している。

次にスポットの大きさ自体について考えてみると、実際にはスポットは直径  $2\text{ mm}$ ,  $16 \sim 18\text{ mm}$ ,  $30\text{ mm}$  位の同心円状のリソグであることが認められる。これらの輝度を考えると更に複雑になる。

### (3.4) 光学系光路の変化に基づく誤差

第7図において、蛍光面と光電管の距離  $L$  が有限であるために、マスクの位置により光電管への入射角が変り、スポットと光電管の距離  $l$  が変動する。光電管の感度は  $\cos \theta / l^2$  に比例するため、スポットの位置により、光学系の利得が変化し、その結果  $k_c$  が変り、前項と同様に静的誤差に影響



第7図 光学系経路の変化に基づく感度の変化の説明図

響を与える。光電管の中心と同一平面上から剛ったスポットの位置を $X$ 、スポットの光度を $I$ 、光電管の受光量を $E$ とすれば

$$E = \frac{I \cos \theta}{l^2} = \frac{I}{L^2 \{1 + (X/L)^2\}^{\frac{3}{2}}}$$

ここに  $X/L = X$ ;  $K_0 = EL^2/I$  とすると

$$K_0 = (1 + X^2)^{-\frac{3}{2}} \approx 1 - (\frac{3}{2})X^2 + (\frac{15}{8})X^4$$

$$\frac{dK_0}{dX} = \frac{-3X}{(1 + X^2)^{\frac{3}{2}}} \approx -(3X) + (\frac{15}{2})X^3 \dots \dots \dots (9)$$

となり、 $L$ を大にするほど感度の変化が少となる。しかし $L$ を大にすることは感度を下げることになり、これをさけるには光電管を数多く用いるか、光学系を改良することによりフラウン管全面の感度を一様ならしめる必要がある。

### (3.5) 部品の不完全性による誤差

#### (3.5.1) フラウン管の偏向歪による誤差

フォトフォーマは蛍光面上のスポットの位置に検出点を持ち出力は偏向板電圧で取り出す制御系であるために、検出位置と偏向板電圧の関係を与



える  $k_{ed}$  に歪がある場合には、その値はそのまま、出力に誤差を与える。従って  $k_{ed}$  を実測し、その値に応じて予めマスクの形状を補正するか、偏向歪の少ないブラウン管を選ばない限り、この原因でフォトフォーマで高い近似精度を望むことが困難になる。著者が 120FP15 について偏向歪を実測した 1 例を第 1 表に示す。

第 1 表 120FP15 の偏向感度実測結果

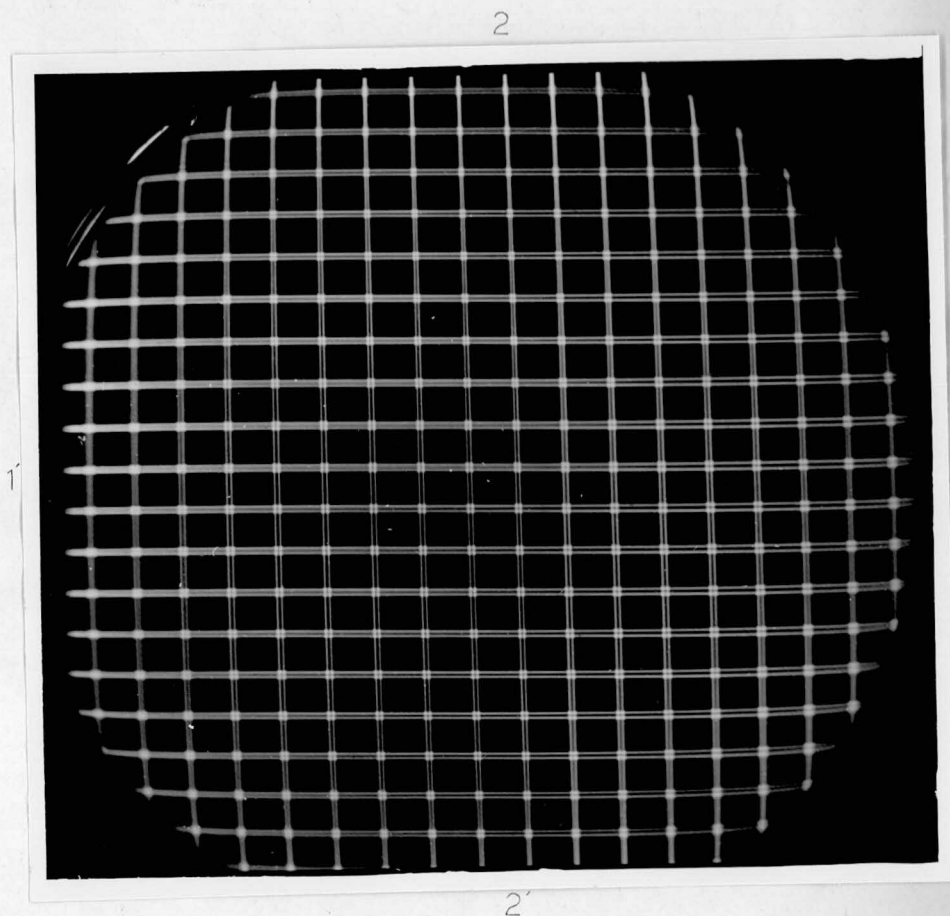
	$k_{ed} \text{ (cm/10V)}$			最大歪
	$L = -5$	$L = 0$	$L = 5$	
$x_{1-1'}$	6.4	6.35	6.25	$\pm 1.4\%$
$y_{1-1'}$	5.4	5.38	5.38	
$x_{2-2'}$	5.5	5.5	5.5	
$y_{2-2'}$	6.4	6.4	6.4	

この値は偏向板に 10V かつのバイアス電圧を加えて画かせたラスタパターン（第 8 図参照）より測定したものであり、偏向特性を回転非対称（縦軸と横軸が直交しない）と考えはじめ  $1-1'$  を横軸になるようにして第 8 (b) に示すようにこれに平行に縦方向にますの中を測定する。この値  $x_0, x_1, \dots, x_5$  である。横軸方向に各ますの高さを測定したものが  $y_0, y_1, \dots, y_5$  であり、これを第 1 表中に  $x_{1-1'}$ 、 $y_{1-1'}$  の測定値として示した。 $x_{2-2'}$ 、 $y_{2-2'}$  は  $2-2'$  を横軸とした時にこれに平行または垂直方向の各ますの測定値を示すものである。従って回転対称の場合には  $x_{2-2'}$  の測定値と  $y_{1-1'}$  の測定値は一致するはずであり、このくい違いが偏向軸の非直交性を示す。測定範囲内における最大偏向歪  $1 \sim 2\%$  程度と考えられる。測定はブラウン管 2 本について行ったがほぼ同程度である結果を得た。

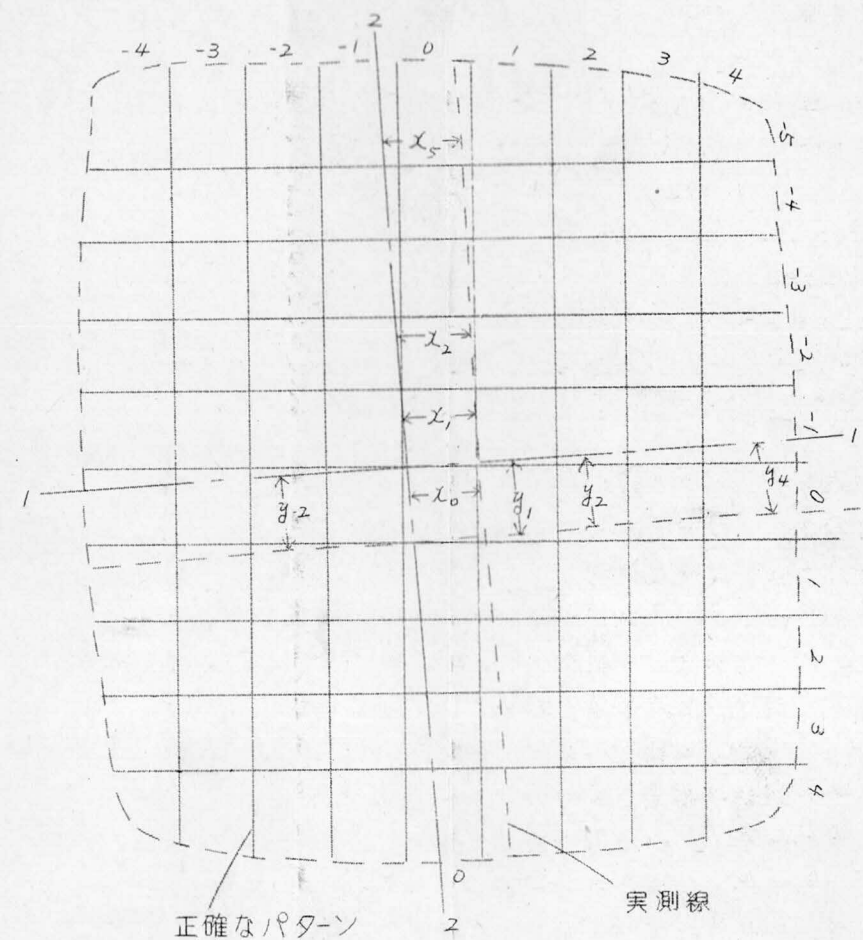
### (3.5.2) ブラウン管蛍光面の不均一に基づく誤差

ブラウン管によっては蛍光面の蛍光物質の塗布状態が不均一であり、その輝度が蛍光面上の位置により異なる場合がある。このことは輝点の位置により制御利得が変動することであり、適切な調整が行えず近似誤差が増大する一因となり勝ちである。著者の測定した悪い一例を第 9 図に示す。

第 9 図は光電管を蛍光膜の中心に置き、スポットを輝度変調した場合の



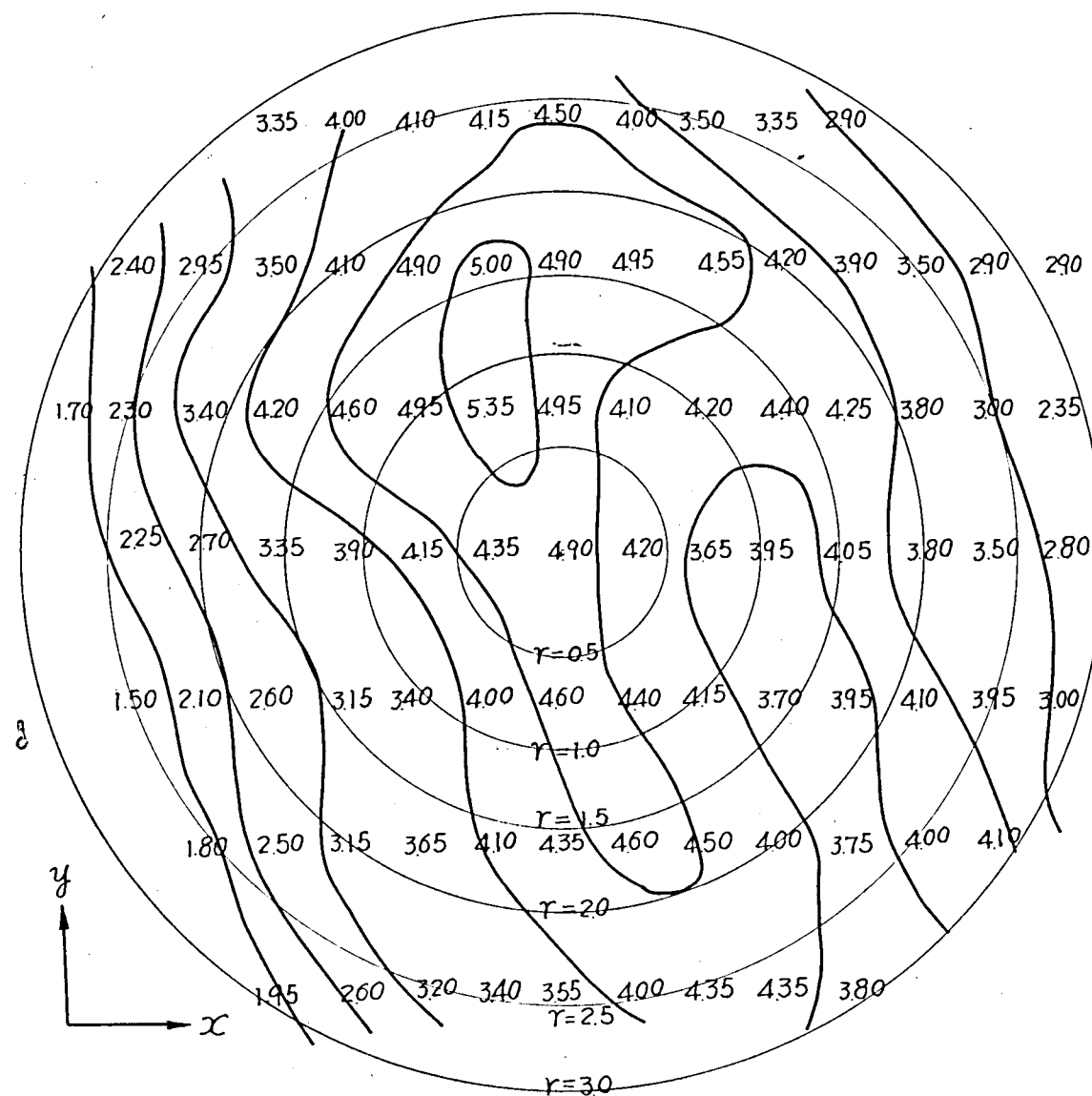
第8図 (a) 120 FB15偏向歪実測結果  
(直径120mm)



第8図 (b) 偏向歪測定法の説明図

数値は光電管出力電圧

# 蛍光膜のぬり方の悪い例



被測定ブラウン管120FB15

第9図 蛍光膜のぬり方の悪い例（等感度曲線）

光電管交流出力から作図した等感度曲線図である。塗布状態が均一である場合には、中心の感度が高く、四辺に行くほど感度が落ちるべきである。第9図では上下方向に比較的感度がよく、左右が悪く一見光電管の受光面の影響のように考えられるが、偏向軸を回転させた場合も、この等感度曲線図はそのまま回転し明らかに受光面のむらによるものであることがわかる。この例は悪い一例であつて塗布状態の良好なものではほぼ円形の等感度曲線を示す。受光面の影響は  $\angle = 20 \sim 25 \text{ cm}$  程度では殆ど出ないようである。

### (3.5.3) その他

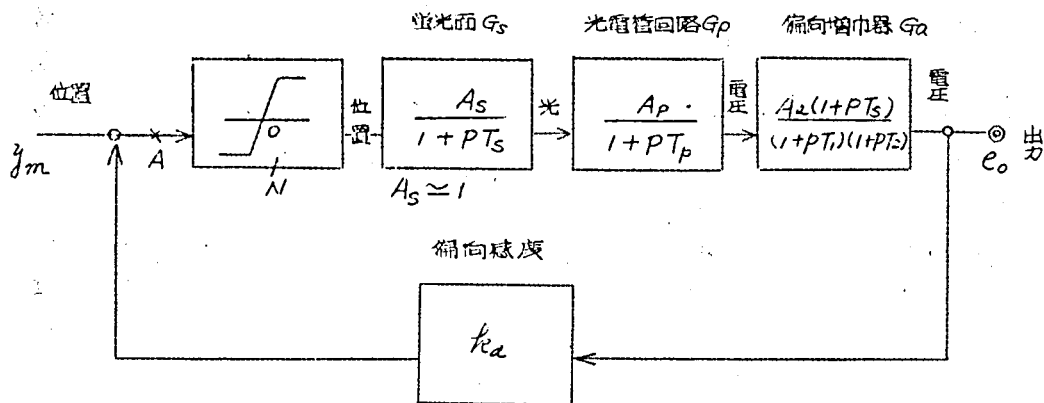
その他光電管の方向性による感度の差異が考えられるが、前述のように  $\angle$  をある程度以上大にすると殆ど他の誤差に較べて問題にならぬことが明らかになつた。すなわち光電管を回転させることによる影響は測定精度 (0.5%) 以内である (マスクの有効面積  $6 \text{ cm} \times 6 \text{ cm}$ )。

以上はマスクの製作が完全であるとした場合の考察であるが、実際にはマスクの製作の際に生ずる誤差が大きいと考えられる。高精度を望む場合には、大きく画れた図数形から写真により縮小して作られたマスクを用いるようにする必要がある。著者はX線用フィルム及びプロセス乾板を使用し  $30 \text{ cm}$  角の原図を  $6 \times 6 \text{ cm}$  に縮小して使用した。紙を用いた場合と比較して図数形を正確に画ける以外は光学系利得、パララックスの点ではなんら差異を認めない。

## (IV) フォトフォーマの動作誤差

フォトフォーマは前述の如く光学系に飽和特性を持つ非線型制御系であり<sup>(註々)</sup> しかも制御利得  $\bar{K}_c$  がマスクの位置により変動する複雑な装置である。しかし第10図以後の解析では  $\bar{K}_c$  は一定と仮定する。第10図はフォトフォーマのスロップ線図であり、マスクの高さが入力信号となる。 $G_s, G_p, G_a$  をそれぞれアラウソ管蛍光面の残光特性、光電管回路、偏向増巾器の伝達関数とすると、第10図からマスクの高さ  $y_m$  と出力電

(註々) 閉回路特性の場合には光学系より後の利得が大であるために増巾器の飽和特性に支配されるが、開回路特性の場合には光学系の飽和特性のみが左右し増巾器は線型の範囲で動作する。



$$k_c = A_s \cdot A_p \cdot A_a \cdot k_d$$

第10図 フォトフォーマのブロック線図

圧  $e_o$  との間には次式が成立する。

$$e_o = y_m G_s \cdot G_p \cdot G_a N / (1 + G_s \cdot G_p \cdot G_a \cdot k_d \cdot N) \quad (10)'$$

$$\approx y_m / k_d \quad \text{但し } |G_s \cdot G_p \cdot G_a \cdot k_d \cdot N| \gg 1 \quad (10)$$

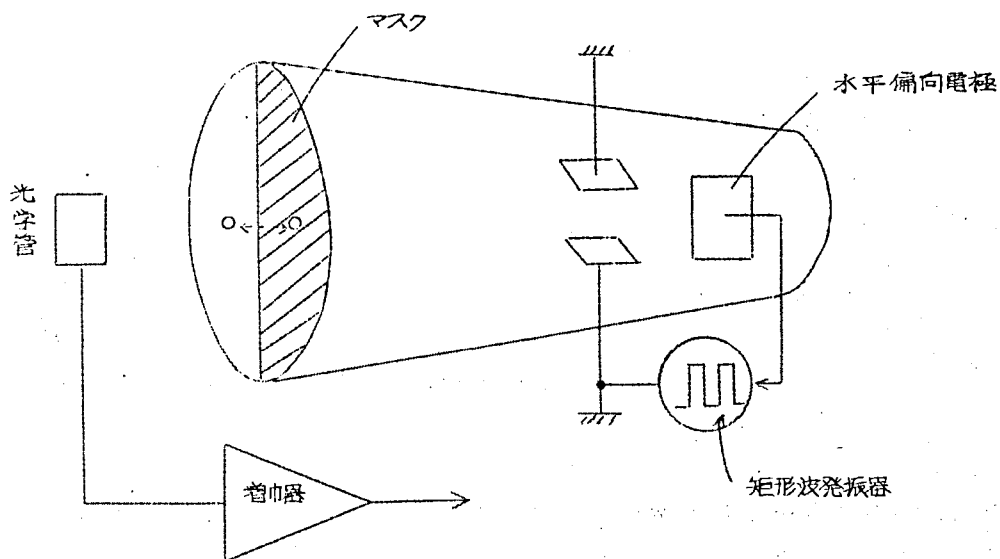
(10)' はフォトフォーマの動的特性を解析する上において基礎となる式である。 $N$  は光学系の非線型特性を表わす関数形であり、(10)' で定常特性を考察する場合には *Describing Function* になる。(10)' に制御利得  $k_c$  が大であるという条件を代入すると、フォトフォーマの静的動作を表わす式が導かれ(原理)る。以下(10)' をもとにして自動制御工学的に誤差を検討する。

#### (4.1) 各要素の伝達関数

##### (4.1.1) 光学系の伝達関数の測定

$G_s, G_p$  の測定には次の2つの方法を行った。(1) 開回路でスポットを正弦波で振幅変調し、光電管出力電圧特性を測定する。(2) 第11図の装置を用い水平偏向板に矩形波電圧を加え、光電管にステップ状の光の変化

を与え光電管出力電圧波形を測定する。<sup>(13)</sup> (1)の方法は周波数応答法による測定法であり、(2)の方法はインディシアル応答法による測定である。著者は更に測定精度を上げるために(2)の方法で得られた実験の応答波形を録音型アナコンで再現し、その定数から伝達関数の時定数を逆算した。(1)(2)で得られた遮断周波数は25 KCであり、 $T_s + T_p \approx 6.6 \times 10^{-6}$ 秒である。<sup>(註5)</sup> (3)の方法でこの値を $T_s = 1.5 \times 10^{-6}$ 秒、 $T_p = 5 \times 10^{-6}$ 秒に分離し得た。なおこれらの値は光電管の種類(例えば 931A, 6292)及びスポットの部位に無関係であることを確めた。 $T_a$ が光電管のもつ本来の周波数特性



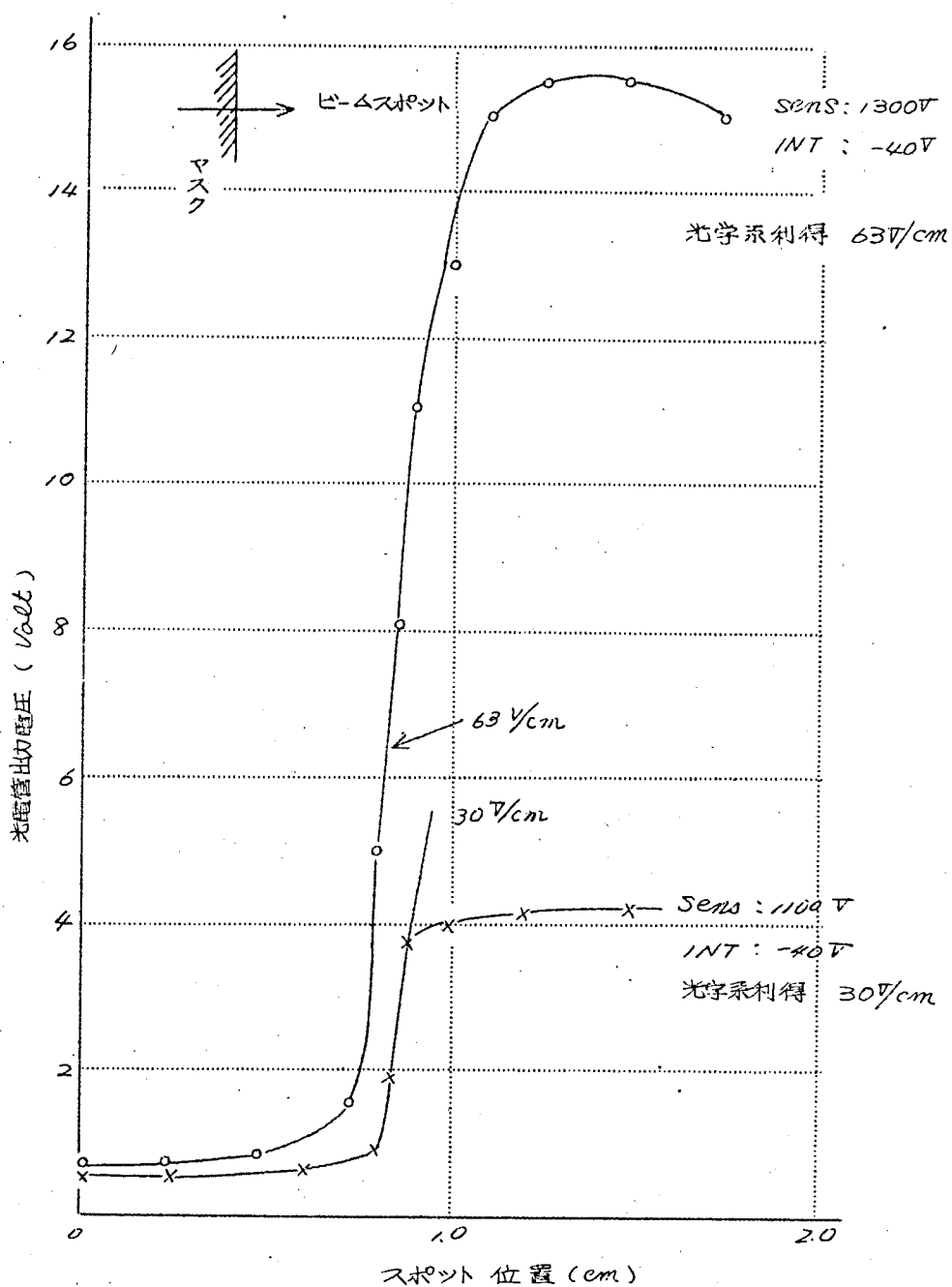
第11図 伝達関数実験方法

の値より悪い理由は光電管の出力回路の時定数(光電管の雑音用フィルタ等)によるものである。

光学系の利得の測定は第11図の装置において水平軸に直流電圧を加え、スポットの位置を移動しつつ、光電管出力電圧を測定しその変化率より決定した。測定結果を第12図に示す。光電管陽極印加電圧により利得の値

(註5)  $T_s$  残光特性、発光遅れとはほぼ同程度であるとして取扱う。実験的にもたしかめられている。

光電管 931A. フラウツ管 120BF15



第12図 光学系利得測定結果

が大きいと異なり、 $A_s \cdot A_p \approx 60 \sim 30 \text{ V/cm}$ である。なお  $sens \ 1300 \text{ V}$  と  $1100 \text{ V}$  の時では線型領域の範囲が異なり、 $1300 \text{ V}$  を使用しないと動作範囲が極めて狭くなることが図より明らかであろう。

#### (4.1.2) 偏向増巾器の伝達関数

偏向増巾器の周波数特性の実測結果を第13図に示す。 $R, C$  が周波数特性の補償回路である。 $C=0$  の場合の遮断周波数は  $15 \text{ KC}$  であり、 $T_1 \approx 1.05 \times 10^{-5}$  秒である。 $T_2 \approx 10^{-7}$  秒と仮定すると、増巾器の伝達関数はほぼ次のように置きうる。

$$\left. \begin{aligned} G_a &\approx \frac{A_a(1+pT_3)}{(1+1.05 \times 10^{-5}p)(1+1 \times 10^{-7}p)} \\ A_a &\approx 60 \sim 10 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

#### (4.1.3) 光学系の飽和特性

光学系の飽和特性は第6図<sup>(3)</sup>に示すように複雑であるがこれを単純な第14図に示す飽和特性と仮定し、その等価伝達関数  $N$  を求める。飽和値は入射光零または  $100\%$  の値で決る。厳密にはマスクの位置により制御の平衡点が変わり、光電管入力が変わり  $N$  の値が変動する(第7節参照)が、後述の補償を行つたとして  $N$  の変動をここでは考えない。 $N$  は *Describing Function Methode*<sup>(17)</sup> で与えられ

$$N = \frac{1}{\pi} \{ 2\alpha + \sin 2\alpha \} \quad \alpha = \sin^{-1} E_s/E_m \dots\dots\dots (12)$$

$E_s$  は光束の飽和値を示し、 $E_m$  は最大入力信号(光束換算)を示す。

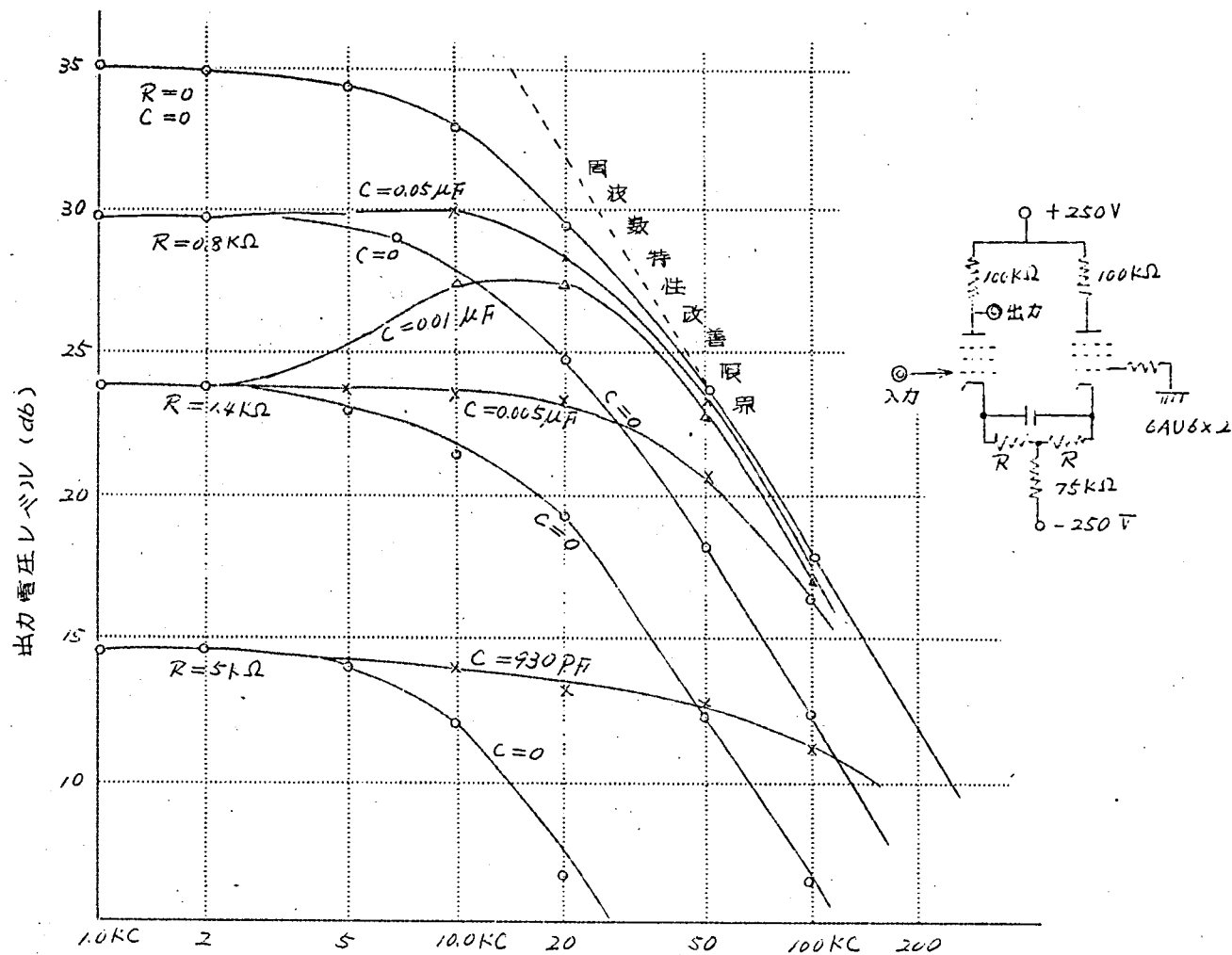
$E_s/E_m$  と  $N$  の関係を第14図に示す(第6図(b)参照)。

#### (4.2) 制御系としての安定性

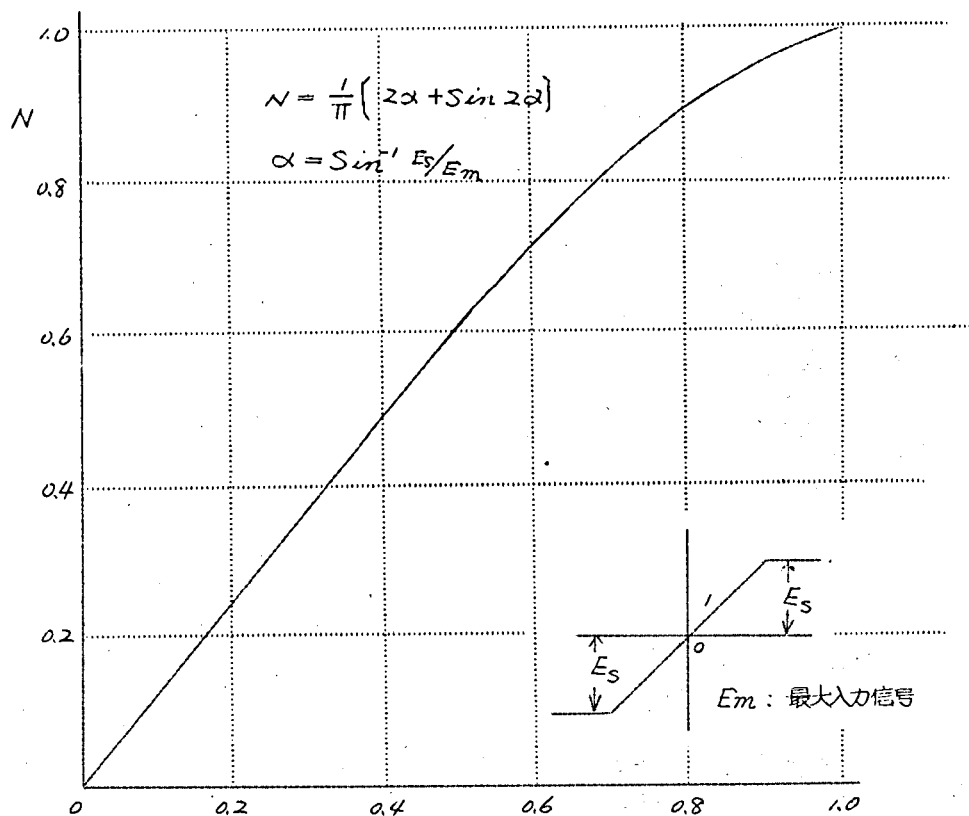
各要素の伝達関数が求まると、その特性方程式から制御系の安定性について論ずることができる。すなわち

$$\frac{k_{ci}N(1+pT_3)}{(1+pT_s)(1+pT_p)(1+pT_i)(1+pT_2)} + 1 = 0$$





第13図 偏向増巾器周波数特性



第14図 光学系(飽和要素)の Describing Function)

に実測値を代入すると、

$$\frac{k_c N (1 + PT_3)}{(1 + 1.5 \times 10^{-6} p)(1 + 5 \times 10^{-6} p)(1 + 1.05 \times 10^{-3} p)(1 + 10^{-7} p)} + 1 = 0 \quad (13)$$

$k_c$  については第2表の如くになる。

(13) において  $p = j\omega$  としてこれを実数部、虚数部について整理すると、次の関係が得られる。

$$\left. \begin{aligned} 7.9 \times 10^{-24} \omega^4 - 77.1 \times 10^{-12} \omega^2 + 1 + k_c N &= 0 \\ 86.4 \times 10^{-18} \omega^2 - 17.6 \times 10^{-6} - k_c N T_3 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

第2表  $f_{cN}$  の実測結果

$A_s \cdot A_p (\% / \text{cm})$	$f_{ca} (\text{cm} / \text{v})$	$f_{cN} = A_a \cdot A_p \cdot k_a \cdot A_s$		
		$A_a = 60$	30	16
63	1/30	126	63	34
30	1/30	60	30	16

(14) は制御系としての安定限界を与える関係式であつて、 $f_{cN}$  を横軸、補償用遅相回路の時定数  $T_3$  を縦軸として求めた安定限界曲線が第15図である。ここでの問題は、光学系の飽和特性によるリミットサイクルである。例えば  $f_{cN} = 60$ 、 $T_3 = 1.5 \times 10^{-5}$  秒を選び、系を線型 ( $N=1$ ) とすると動作点  $P'$  は第15図の不安定領域内にあり発散現象を示す。ところが非線型特性のために発散に伴う振巾の増加が、かえって光学系飽和特性の等価利得  $N$  を減少させることになり、総合利得  $f_{cN}$  が減少し  $P'$  点は  $P$  点に移動する。次にもし  $P$  点を通り過ぎ  $P''$  点に移動した場合を考えると、この点では安定であり制御系は安定化しようとする。この結果振巾が減衰し第14図における  $E_s/E_m$  が大となり  $N$  が増大する。かくして  $P''$  点は再び  $P$  点の方へ移動し、遂に  $P$  点に落ち着く。

このようにこの場合の不安定領域内の各点は、安定限界曲線<sup>(20)</sup>上に収斂し、その点の示す周波数のリミットサイクルを持つことになる。例えば  $P$  点では  $f_{cN} = 50$  であり、線型系の  $P'$  点では  $f_{cN} = 60$  であるから、 $N = 0.83$  となる。このことは第14図より  $E_s/E_m \approx 0.7$  となり、光学系の比例幅曲(スポットの太さ)の約1.4倍の振巾のリミットサイクルを持つことを示し、一見スポットが太くぼやけたようになる。<sup>(註6)</sup>

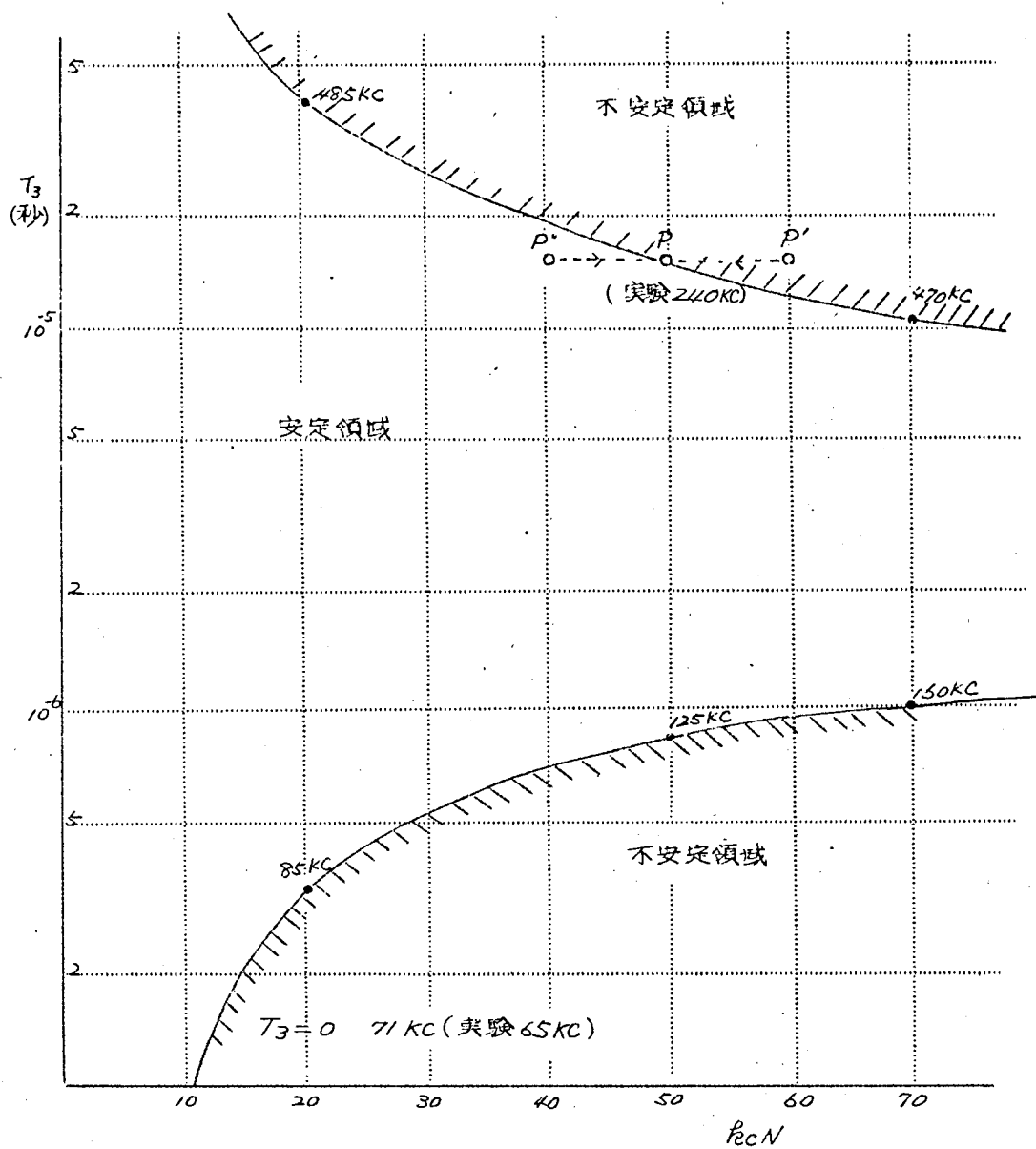
この場合には、さらに新しい  $T_3$  の値、例えば  $T_3 = 5 \times 10^{-6}$  秒を選び、系を線型系で安定な領域に置かねばならない。

### (4.3) フォトフォーマの制御誤差

#### (4.3.1) 定常誤差

フォトフォーマは定位制御系であるためにオフセット  $E_c$  を生じる。この

(註6)  $N$  は7節で示すように  $f_{cN}$  の肉数であるためにマスクの位置によりリミットサイクルの状態は幾分変る。



第15図 フォトフォーマの安定境界曲線

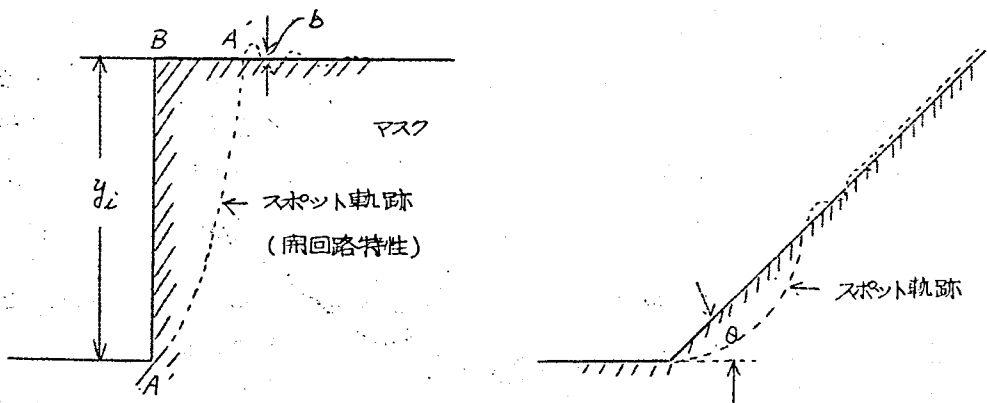
値は第10図のブロック線図より

$$\varepsilon_c = y_m / (1 + k_c) \quad (15)$$

(15)は(3.1)で述べた平衡点移動に伴う誤差(1)と完全に一致する。この点から第2図のフォトリソマの制御動作図は適切といえよう。

#### (4.3.2) 動的誤差

フォトリソマで問題となる動的誤差としてはスポットがマスク内に突入した場合に生ずる過渡誤差であり、この値も許容誤差内でなければならない。すなわちこの値より入力周波数の限界値が与えられる。第16図に示すようにスポットがマスク内にある場合には入射光は零であり、オノ図のブロック線図はA点で用いたことになる。従ってマスク内の追尾特性は、



(a) 矩形状マスクの場合

(b) 傾斜を持つ膜の場合

第16図 マスクの形状とスポットの追尾特性

フォトリソマの閉回路特性から計算できる。すなわちこの場合のスポットの特性  $Y_o(p)$  は

$$Y_o(p) = \frac{V_s}{p} \cdot k_d \cdot \frac{1 + pT_s}{(1 + pT_s)(1 + pT_p)(1 + pT_1)(1 + pT_2)} \quad (16)$$

$$V_s = E_s \cdot A_s \cdot A_p \cdot A_a$$

但し  $V_s$  は第16図の時に入射が零の場合の偏向板電圧（増巾器の飽和を無視した時の状態<sup>(註7)</sup>）であり、スポットがとび出すときは入射が最大の場合の偏向板電圧になる。

いま  $T_2 \ll T_s, T_p, T_1$ ,  $T_1 = T_3$  とすると

$$Y_0(p) = V_s k_d / p(1 + pT_s)(1 + pT_p) \quad (17)$$

(17) をラプラス逆変換して

$$y_0(t) = V_s \cdot k_d \left\{ 1 + \frac{T_s T_p}{T_p - T_s} \left( -\frac{1}{T_p} e^{-\frac{t}{T_s}} - \frac{1}{T_s} e^{-\frac{t}{T_p}} \right) \right\}$$

$$\approx V_s \cdot k_d \cdot t^2 / 2 T_s T_p \quad (18)$$

i) 矩形状マスクの場合（オ16図a 参照）

この場合の誤差としてはスポットの軌跡のX軸方向のずれ  $A'B$  を考える。 $AA'$  を移行するに要する時間  $t$  はマスクのステップ状の変位を  $y_i$  とすると(18)において  $y_0(t) = y_i$  とすることにより得られる。

$$t = (K y_i)^{1/2} \quad \text{但し } K = 2 T_s T_p / V_s k_d \quad (19)$$

一方フォトフォーマの動作範囲に対するスポットのずれ  $A'B$  の比を  $E_r$  とすると入力周波数  $f_x$  (9/s) と(19)の  $t$  との間には次式が成立する。

$$f_x = E_r / 2t \quad (20)$$

(20) で示す  $f_x$  (9/s) 以上の周波数に対しては所要の追尾ができないことになり、この値がフォトフォーマの上限周波数を与えることになる。(19)、(20)より

(註7) マスクの位置の如何に拘せず光電管入射光が一定の場合（後述の補償条件で成立）には  $V_s$  は一定値であるが、入射光量が変わる場合にはスポットがマスク内に突入する以前の入射光の時の偏向板電圧と零の時の偏向板電圧の差の値が  $V_s$  となる。

$$f_x = E_r (K y_i)^{-\frac{1}{2}} / 2 \quad \text{..... (21)}$$

例えば  $V_s = 500 \text{ V}$  <sup>(註8)</sup>,  $f_{ed} = 1/30 \text{ cm/V}$ ,  $T_s = 1.5 \times 10^{-6} \text{ 秒}$ ,  $T_p = 5 \times 10^{-6} \text{ 秒}$ ,  $y_i = 2 \text{ cm}$ ,  $E_r = 2\%$  とすると (21) より  $f_x \approx 2 \text{ Kc}$  となる。  
(実験的に  $\overline{AB} \gg b$  であるので  $\overline{AB}$  のみについて考察した。第20図参照)

(ii) 傾斜を持つマスクの場合 (第16図(b) 参照)

この場合については主としてY軸方向のマスクからのずれを考える。  
この場合のマスク内のビームの直尾特性は矩形マスクの場合と同じ(18)で表わされる。マスクの傾斜を $\theta$ , 掃引速度を $v (\text{cm/sec})$  とするとY軸方向のずれ $\varepsilon$ は

$$\varepsilon = \alpha v t - (t^2 / K) \quad \alpha = \tan \theta \quad \text{..... (22)}$$

故に $\varepsilon$ を最大ならしめるには(22)より  $0 \leq t \leq K\alpha v$  では  $t = \alpha v K / 2$  従つて $\varepsilon$ の最大値は  $\varepsilon_{\max} = \alpha^2 v^2 K / 4$  ..... (23)  
X軸上のフォトフォーマの動作範囲を $L (\text{cm})$ として、動作範囲に対する $\varepsilon_{\max}$ の相対値を $E_r$ とすると

$$E_r = \varepsilon_{\max} / L \alpha \quad \text{..... (24)}$$

$L = v / 2 f_y$  (但し  $f_y$  は入力周波数) なる関係があるから(23), (24)より

$$f_y = (E_r / K \alpha L)^{1/2} \quad \text{..... (25)}$$

$E_r$  が与えられた場合の上限周波数が $f_y$ より決る。例えば前例を適用すると  $L = 5 \text{ cm}$   $\alpha = 1$   $E_r = 1\%$  では  $f_y = 10 \text{ Kc}$  になる。一般には  $f_y > f_x$  である。

(註8) 第12図より入射光の最大変化の場合の電圧差を  $15 \text{ V}$  とし,  $A_a = 60$  とすると  $V_s = 15 \times 60 \text{ V}$  になる。実際にはビームがマスク内に突入する以前の平衡状態ではある程度の入射光がありその  $1/2$  程度の値になるであろう。

## (V) フォトフォーマの改良

### (5.1) 光電管の最適位置

静的誤差のうち主なる誤差として平衡点移動に伴う誤差及び視差誤差を  
もえ、これらが同時に生ずる場合について考える。この両者は異符号であ  
り (1), (3) よりこの場合の総合誤差は

$$\varepsilon = y_m \left( \frac{-1}{1+k_c} + \frac{L_0}{L} \right) - y_p \frac{L_0}{L} \quad (26)$$

(26) 中第 2 項は一定値であり直流バイアスにより除去し得る性質のもの  
であり、誤差としては第 1 項のみが問題となる。故に  $\varepsilon = 0$  にするには

$$L_0/L = 1/(1+k_c) \quad (27)$$

の条件を満足するように設計すればよい。例えば  $k_c = 50$ ,  $L_0 = 0.5 \text{ cm}$   
とすると

$$L \simeq 25 \text{ cm} \text{ となる。}$$

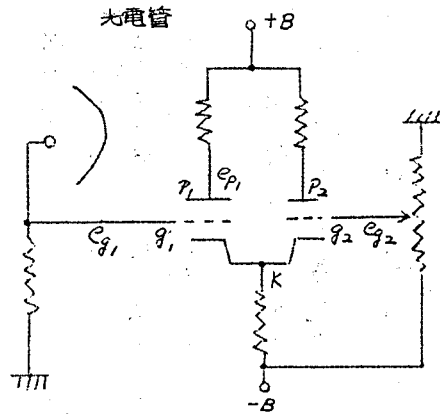
### (5.2) マスクの高さ $y_m$ に比例する誤差の排除(その1)

$y_m$  に比例する誤差を前項で述べた方法により完全に除去することは困  
難である。いま簡単のために視差誤差を零とし、平衡点移動に伴う誤差の  
みを排除するということは現象的にはスポットの中心とマスク端からの距  
離をマスクの高さに無関係に一定に保つことである。また一方スポットの  
大きさによる誤差をなくするには、常にマスク端がスポットの中心にある  
べきである。従つてこの 2 点からマスクの高さに無関係にスポットの中心  
をマスク端上に存在するように制御することが必要である。これに因りて  
著者の試みた方法を述べる。第 17 図は偏向増巾器部分であり、この図に  
ついて説明する(以下の記号は同図参照)。

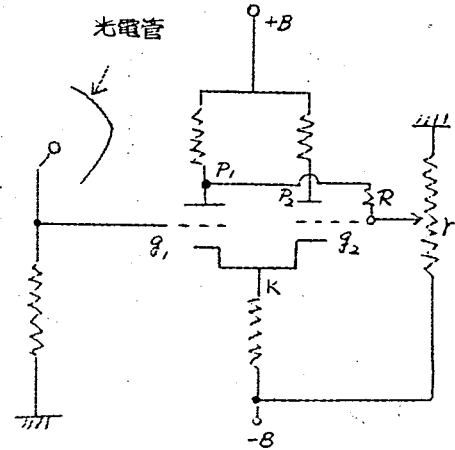
Y 軸方向の位置に拘らずスポットの中心がマスク端上にあるためには偏  
向増巾器の入力電圧 ( $e_{g1} - e_{g2}$ ) は

$$e_{g1} - e_{g2} = \frac{A_s A_p}{1+k_c} y_m \equiv K_0 y_m \quad (28)$$





(a) 帰還を施さない偏向電圧増幅器



(b) 帰還を施した偏向電圧増幅器

第17図 マスクの高さに比例する誤差排除法(その1)説明図

$e_{g1}$ : 光電管よりの入力電圧

$e_{g2}$ : スポットの動作点バイアス電圧

且し  $e_{g1}$  : 光電管出力電圧,  $e_{g2}$  : スポットの動作点設定バイアス電圧。  
(28) で  $e_{g1}$  を一定に保つことができればよい。

この場合の  $e_{g1}$  はスポットの全光量の半分を受光した時の光電管出力電圧に設定する。  
 $e_{g1} = C = \text{一定}$  とおけば (29) は

$$e_{g2} = C - K_0 y_m \quad (29)$$

となる。一方  $y_m$  と  $e_{p1}$  とは負の係数を持つ 1 次式の関係にある。故に (30) を満足させるには  $e_{p1}$  の 1 部を  $e_{g2}$  に加えてやればよい。いま電圧帰還率を  $A$  とすると

$$A = r' (R + r') \quad (30)$$

$e_{g1}$  の種々の電圧について  $R, r'$  を測定した結果が次の表である。

第3表  $R, r'$  の実測値

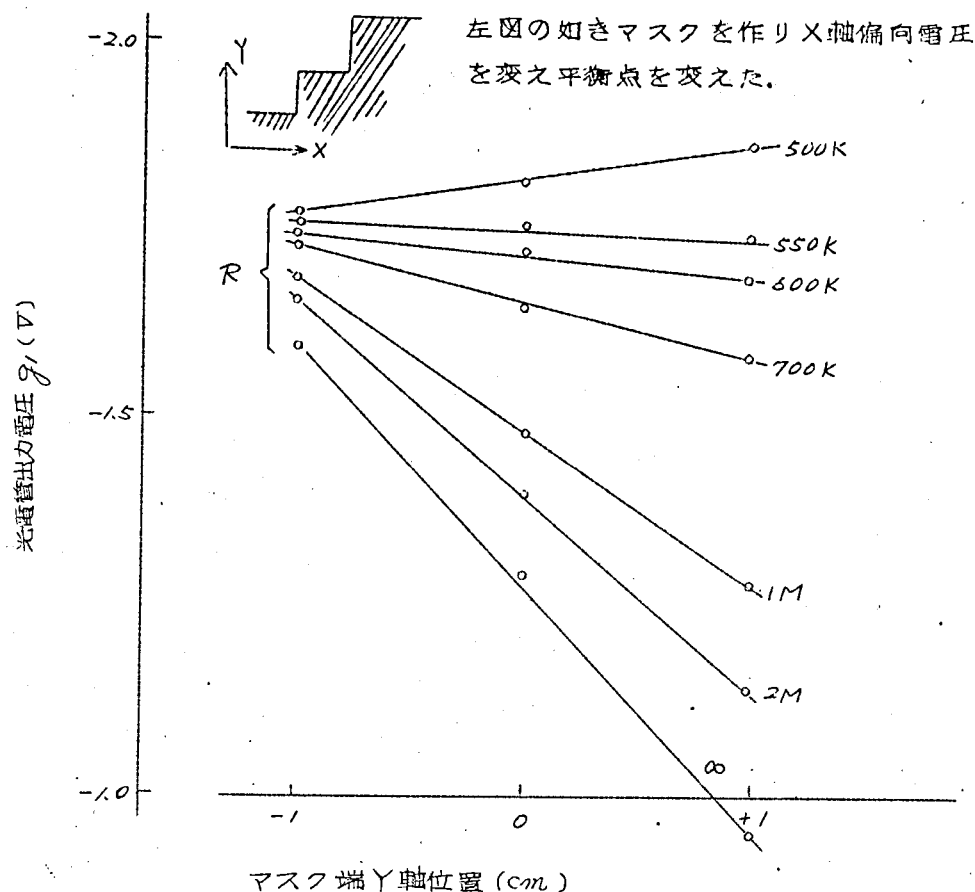
光電管電圧	$e_{g1} (V)$	$R (k\Omega)$	$r' (k\Omega)$	$R/r' \approx 1/A$
-1.100	-1.5	550	4.2	130
-1.200	-2.5	600	11	55
-1.300	-4.0	700	13	54
-1.400	-10.0	1200	24	50

$e_{g2}$  を -1.5 V 附近において  $R$  を変えた場合の  $e_{g1}$  の変化を測定し、最適の  $R$  を求める実験結果を表わしたのが第 18 図である。  $R = 550 k\Omega$  程度で静的誤差はほぼ補償されている。

この補償法は正帰還回路である。従つて  $f_{ec}$  が大になり静的誤差を減少し得るのであるが、一方過渡特性を考える場合、暫中遅延波数特性が帰還率に比例して悪くなり、かつ利得が大になり不安定になりがちである。このため補償の程度は (4.3) で述べた安定性の点を考慮して適当に設定されるべきである。

### (5.3) マスクの高さ $y_m$ に比例する誤差の排除 (その2)

蛍光面と光電管の中間に入射光に対するフィルタを入れビームの中心をマスク端に保つ案である。Y 軸の上方における減衰を大にし、下方に行く



第18図 偏向電圧増巾器に帰還を施した場合の実験結果

に従つてその値を減らし最下部で減衰が零になるようにする。いま補償膜の透過光を $L$ 、減衰零の場合の透過光を $L_0$ とすると、

$$L(y) = L_0 - K_0 y_m \quad (31)$$

でなければならない。但し $L, L_0$ は増巾器入力換算値とする。すなわち膜の減衰傾度を $K_0$ に保つ必要がある。この方法で $y_m$ に比例する誤差を排除できる。着者は補償膜としてセロファンを用いた。この場合の膜の設計方法についてのべる。

光量を便宜上電圧で表わし、重ねるセロファンの1枚当りの減衰定数を $\alpha$ 、枚数を $n$ とすると光量は

$$L(x) = L_0 e^{-\alpha x} \dots\dots\dots (32)$$

(31)(32) を等しくせばならないから

$$L_0 e^{-\alpha x} = L_0 - K_0 y_m$$

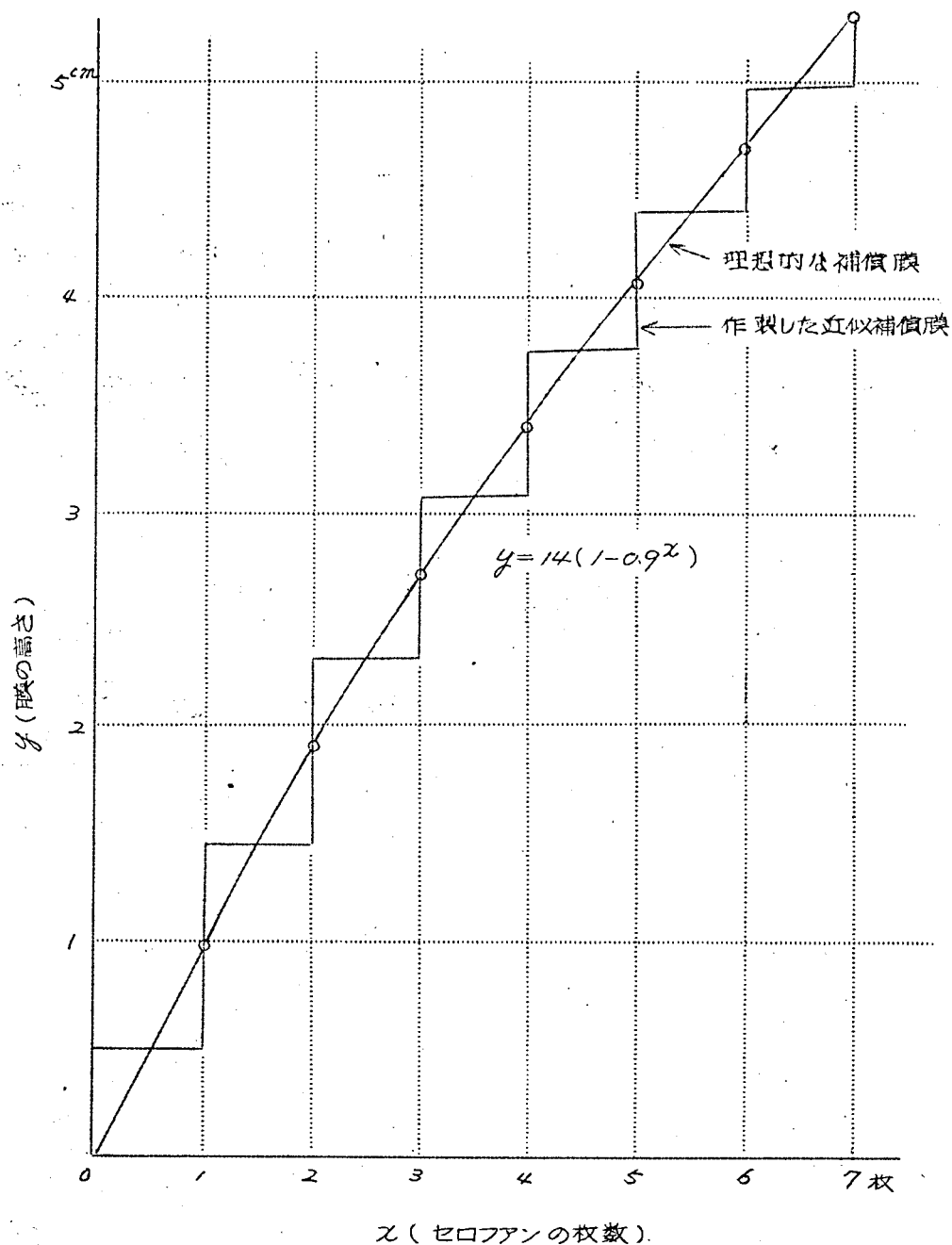
$$\therefore e^{-\alpha x} = 1 - K_0 (y_m / L_0) \dots\dots\dots (33)$$

例として  $e^{-x} = 90\%$  (1枚で90%に減衰)  $L_0 = 10V$

$K_0 = 1V/cm$  とすると (33) より

$$y = 10(1 - 0.9x)$$

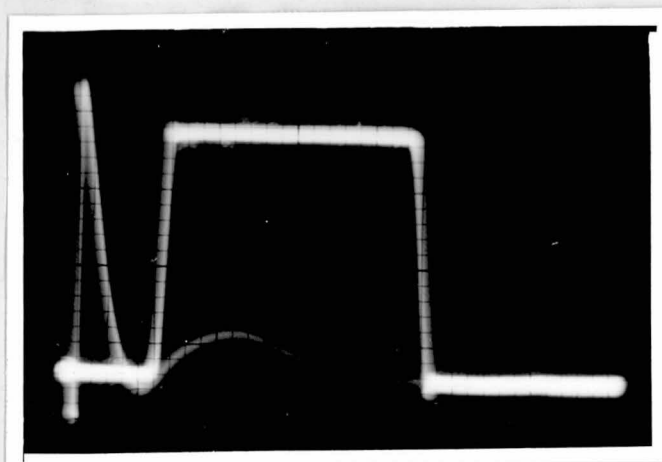
これを図示したものが第19図である。実験には7枚のセロファンを用いたが減衰膜として写真フィルムを用いれば完全なものが作れるであろう。本法の欠点は減衰膜の製作が困難なこと  $y_m$  の値の大きい方で系の利得が低下し、平衡点の位置により過渡応答が異なる点である。



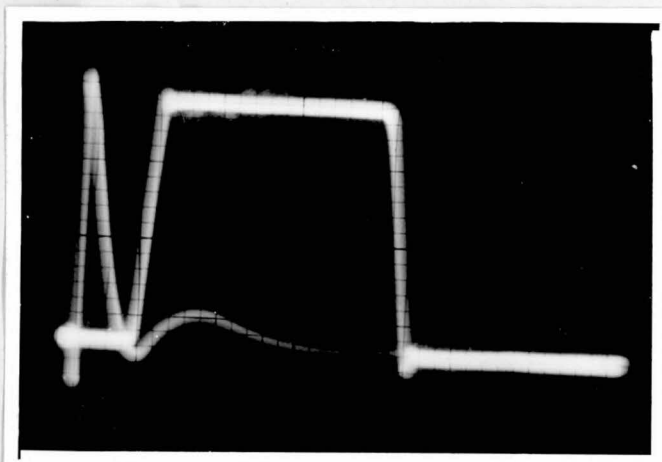
第19図 補償膜構造の一例

## [Ⅵ] 実験結果

第20図に矩形波マスクを用い入力周波数を変えた場合の応答特性を示す。矩形波マスクの高さおよび幅は各2cmである。(a)~(c)は(5.2)節で述べた正帰還抵抗 $R=\infty$ の条件であり、(d)~(f)は $R=1\text{ M}\Omega$  ( $e_{g1}=-8\text{ V}$  第3表参照)にした場合の特性であり、補償を行った場合には周波数特性が悪くなっていることを示している。第21図は正帰還を施した場合の偏向電圧増幅器の特性を示すものであり、偏向増幅器の $e_{g1}$ に500 c/sの交流信号を加えた場合の $e_{g1}$ 対 $e_{p1}$ 特性である。(a)は $R=\infty$ 、(b)は完全補償条件 $R=500\text{ k}\Omega$ の特性であり、フォトホーマが動作している動作状態は図の最小振幅とほぼ同じ程度である。リサージュの図形が垂直となり、正帰還回路の効果を明示している。

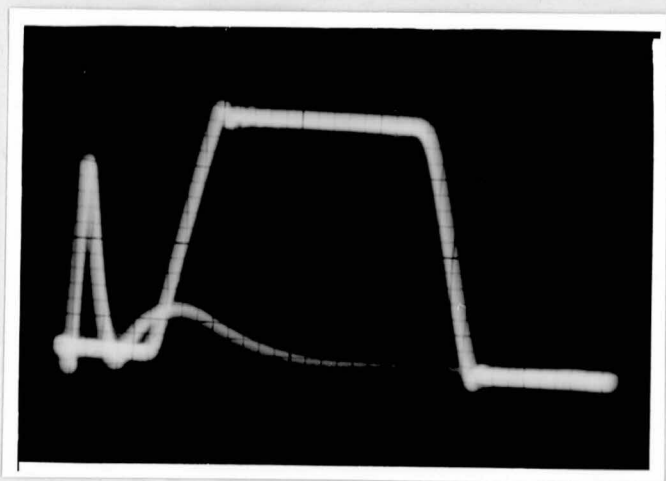


第20図

(a)  $R=\infty$  $f=1.8\text{ KC}$ 

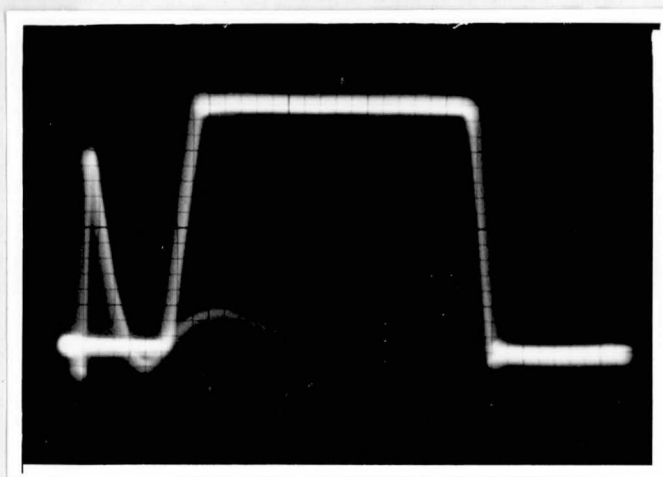
第20図

(b)  $R=\infty$  $f=4.3\text{ KC}$



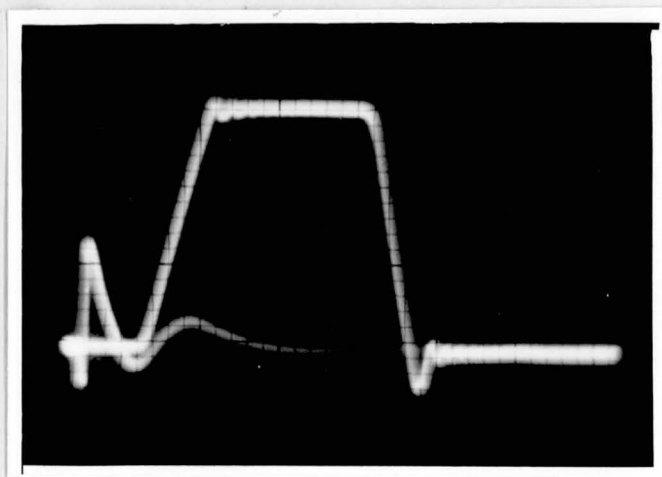
第 20 図

(c)  $R = \infty$   $f = 7.2 \text{ KC}$



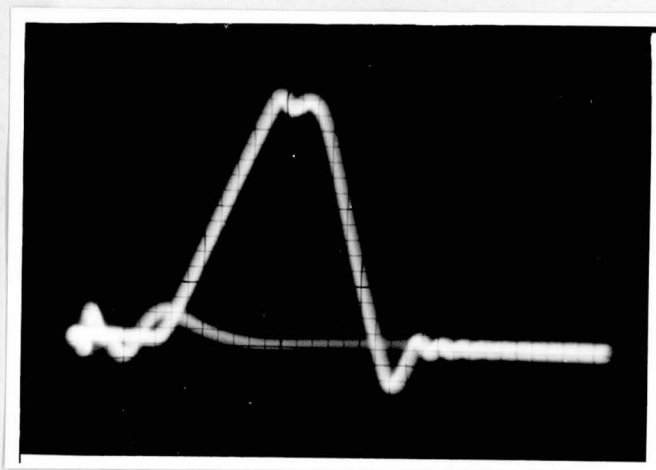
第 20 図

(d)  $R = 1 \text{ M}\Omega$   $f = 1.8 \text{ KC}$



第 20 図

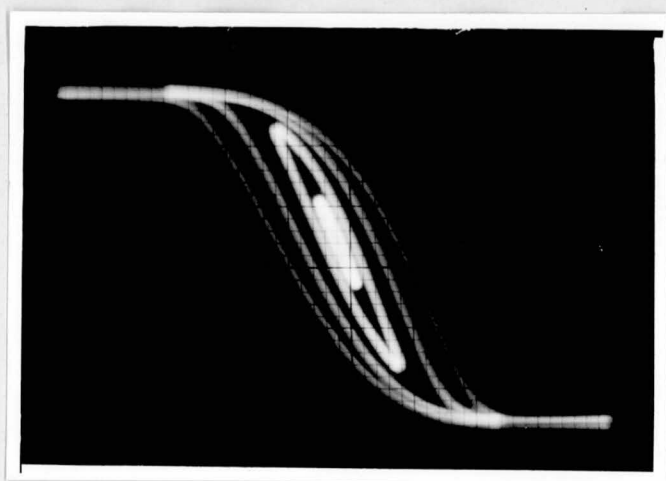
(e)  $R = 1M\Omega$   $f = 4.3\text{kc}$



(f)  $R = 1M\Omega$   $f = 7.2\text{kc}$

第20図 正帰還を施した場合の矩形波応答 ( $e_{g1} = -8V$ )

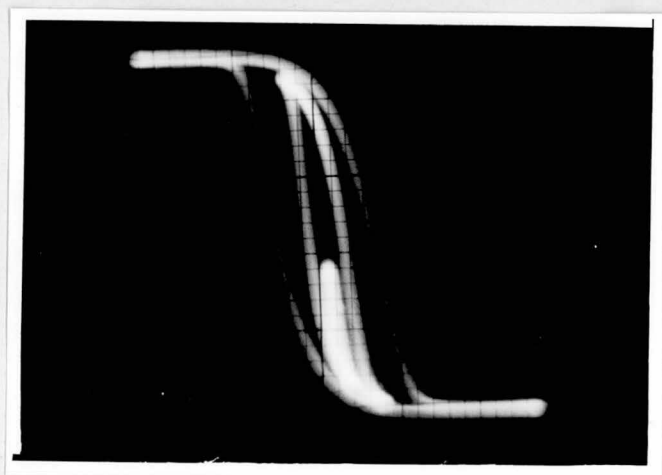




(a)  $e_{g1} = -10V$   $R = \infty$

リサーチ 内側より

AC 入力 0.2, 1.0, 3.0, 5.0V



(b)  $e_{g1} = -1.5V$   $R = 500k\Omega$

リサーチ 内側より

AC 入力 0.08V, 0.6V, 3.0V

第21図 正帰還を施した場合の偏向増巾器の増巾特性(入力信号を変化した場合の特性)

## (Ⅶ) 光学系の飽和特性の等価利得

光学系の飽和特性は、マスクの位置により光電管への入射光量が異なるために、第14図に示すように正負の飽和値が常に等しいとは限らない。すなわちマスクの位置により第22図に示すように動作の中心が $O'$ に移動する。この場合の *Describing Function*  $N$  を求める。

$k_1 = (E_s - \Delta E_s) / (E_s + \Delta E_s)$ ,  $k_2 = E_s / E_m$  とすると

$$\alpha = \sin^{-1} k_2 / (1 + k_1),$$

$$\beta = \sin^{-1} k_1 k_2 / (1 + k_1)$$

入力に正弦波が加わった場合の出力波形  $O(t)$  のフーリエ級数の基本波の係数  $O_1$  は

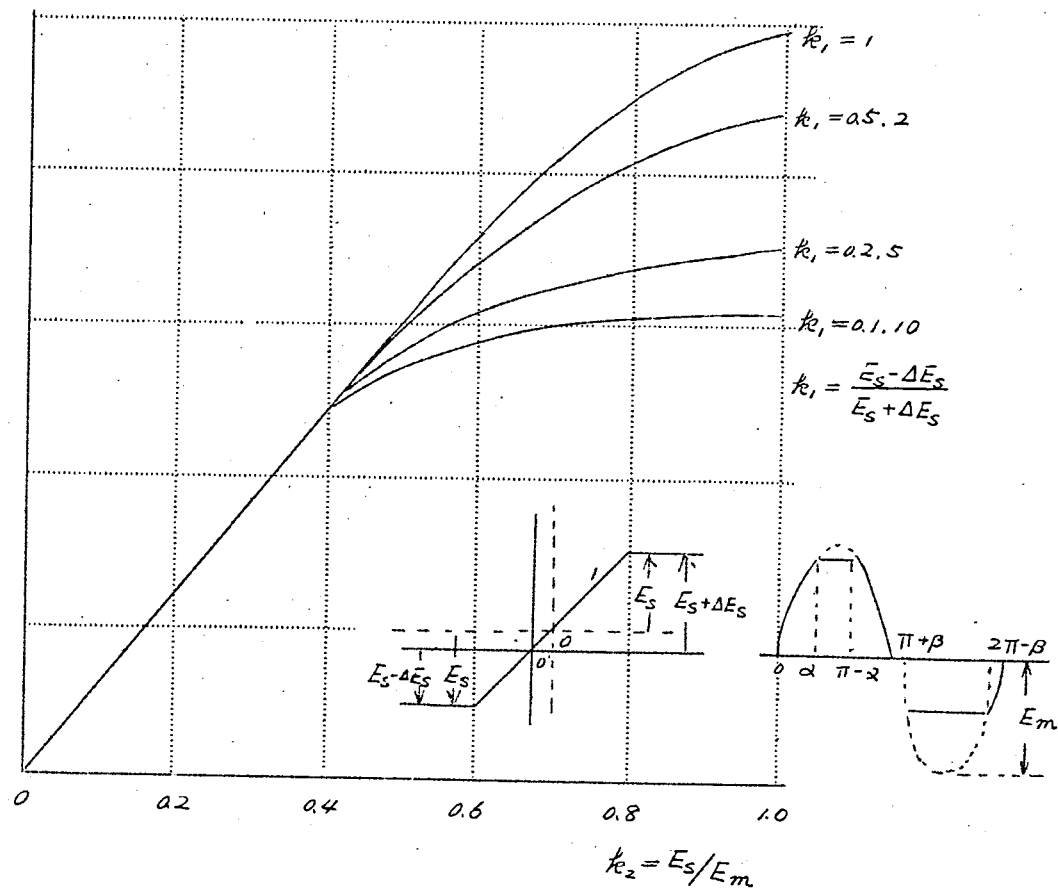
$$\begin{aligned} O_1 &= \frac{E_m}{\pi} \left\{ 2 \int_0^\alpha \sin^2 \theta d\theta \right. \\ &\quad + \int_\alpha^{\pi-\alpha} \sin \alpha \cdot \sin \theta d\theta \\ &\quad + 2 \int_\pi^{\pi+\beta} \sin^2 \theta d\theta \\ &\quad \left. + \int_{\pi+\beta}^{2\pi-\beta} \sin \beta \sin \theta d\theta \right\} \\ &= \frac{E_m}{\pi} \left\{ (\alpha + \beta) + \sin(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) \right\} \end{aligned}$$

故に  $N$  は

$$\begin{aligned} N &= \frac{O_1}{E_m} \\ &= \frac{1}{\pi} \left\{ (\alpha + \beta) + \sin(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) \right\} \dots\dots\dots (34) \end{aligned}$$

$k_1$  をパラメータとして、 $k_2$  および  $N$  の関係を求めたものが第22図である。 $k_1 = 1$  の条件が第14図に相当する。(5.2), (5.3) 節で述べた補償を行い、常にスポットの中心がマスク端にあるように制御する場合

合には、ヤスツの高さに無関係に  $k_1 = 1$  の条件が成立つ。



第22図 平衡点の移動を考慮した時の光学系飽和特性の伝達関数

## (Ⅷ) 結 言

フォトフォーマの性能を明確にするために主としてその近似誤差について考察した。静的誤差として制御の平衡点の移動に伴う誤差、視差誤差、スポットの大きさに基づく誤差、光学系経路の変化による誤差、部分の不完全性に基く誤差等を挙げこれらについて述べた。このうちマスクの臨さに比例する誤差の除去策として正帰還による方法、減衰膜を用いる方法の二つを示した。

動的誤差については主としてスポットがマスク内に入った場合について検討し、その値をフォトフォーマを制御系とした時の閉回路特性より計算した。傾斜を持つマスク、矩形状のマスクを追尾させる場合の最大誤差をそれぞれマスクとスポットの軌跡のY軸、X軸方向の差より与え、その値を許容精度内に保つ上限入力周波数を求めた。誤差/%では、フォトフォーマの理想条件で1%である。閉回路特性については安定限界曲線を用いて主としてリミットサイクルについて考察した。

以上の考察並びに実験結果を総合すると静的誤差が終局的なフォトフォーマの誤差を左右し、このうち大きい値を有するものとしてはスポットの大きさに基づく誤差、偏向歪、制御の平衡点移動に伴う誤差である。これらは2~1%程度は少くとも考えておかねばならない値であり、特に第1のスポットの大きさによる誤差はマスクの形状によつては5~10%の誤差を生じ易い。従つてスポットの大きさに対してマスクの形状に制限があり十分な検討が必要である。これについては本章では詳しくのべなかつた(別の機会にゆずる)が大体の数値としては30度の鋭角のマスクでは5~10%の誤差を生じ(2mmスポット)、これ以上の値を選ぶことは不可である。マスクの製作法については正確に関数形を作りうるならば写真によつても、紙によつても大差のない結果を得た。動的誤差は周波数特性の上限を与えるものであり、以上の考察は実験的に確かめられている。以上を要約するとマスクの使用面積を大きくすると、偏向歪等の誤差が大となり、小さく選ぶとビームの大きさによる誤差が大となり、いずれにせよ高い精度の複雑関数波形の発生は困難であり、著者は折線近似関数発生器に劣るものとする。

359 項欠

### 第3章 $\frac{1}{4}$ -2乗方式掛算器に 関する考案及び改良

### 第3章 $\frac{1}{4}$ -2乗方式掛算器に関する考察及び改良<sup>(21)</sup>

#### (I) 緒 言

掛算器の構成は要求される精度、周波数特性等によりその趣きを異にし、極めて数多くのものが実用化されている。ここでのべる  $\frac{1}{4}$ -2乗方式掛算器はこのうち数学的な関係を利用する方式のものであり精度は中程度で ( $5 \sim 0.5\%$ ) 繰返し型アナコンに適した方式である。この方式の原理は2変数を  $x, y$  とした場合、次式で示す関係を用いて計算を行おうとするものである。

$$x \cdot y = \frac{1}{4} \{ (x+y)^2 - (x-y)^2 \}$$

この方式の掛算器で最大の誤差原因となるところは2乗回路であるが、その形成法により更にこの方式の分類が出来る。すなわち

- (i) 真空管サイライト等の2乗特性によるもの
- (ii) 関数発生器を利用するもの
- (iii) 相似形 (三角波、梯形波) の面積が高さの2乗に比例することを用いたもの

(iv) 特殊真空管を用いるもの (QK-329 Raytheon)

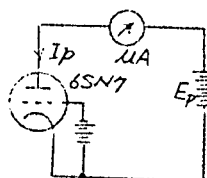
等がある。(i)の方法は *Philbrick Researches, Inc.* において製品化され繰返し型に使用されており、装置は比較的簡単に済むが、真空管の非線型特性 (2乗特性) を使うため、信頼度が低い欠点を有する。(ii)の方法は一つにかかつて関数発生器の精度によるが、構造上二つの関数発生器を必要とするため、装置が複雑化する欠点を有する。*Mid-Century Instrumatic Corp.* では6個のフォトフォーマからなる非線型ユニットを製品化しており、そのうち任意の2個を用いて、1個の換算器として使用できるようにしてある。(iii)の方法はなんら回路中に非線型特性を利用するところなく、精度は三角波電圧の波形に依存する。本掛算器を低速度型に使用した例<sup>(22)</sup>は外国に見られるが、着者はこれを繰返し型に応用した。また装置も(i)のものと同程度に簡単である。故に三角波の波形が正しいならば、(i)の方法に比べかなり信頼度の高い掛算器が得られるはずである。また着者が本掛算器を新たに試作したゆえんでもある。

## (II) 2乗回路

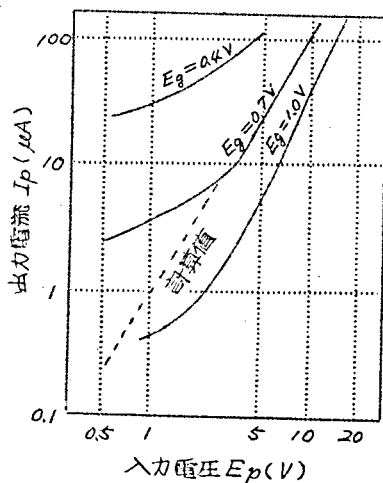
(23)

### (21) 真空管の2乗特性

真空管の2乗特性については、既に知られているが、著者は第1図に示した測定法により、グリッドバイアス  $E_g$  を種々変化させたときの陽極電流の変化を求めた。第2図はその測定結果である。図からわかるようにグリッドバイアス  $E_g$  の値により、真空管の特性は非常に変わり、 $E_g = 0.7$  Vの最適条件でも完全な2乗特性にならず、陽極電圧が低いところでは使用できない。



第1図 6SN7の2乗特性測定法



第2図 6SN7の2乗特性

また2乗回路は二つの入力  $X, Y$  の和と差の2乗のため2個必要であるが、各真空管が  $I_p = A_i E_p^2$  ( $i = 1, 2$ ) と完全に2乗特性を持っていたとしても、 $A_i$  の値がそれぞれ異なれば不平衡をきたすから、利得の調整



を一方で行わなければならない。すなわち真空管の2乗特性を使用する掛算器の精度向上には、特性の良く合った球を選択する以外に方法はないといえる。

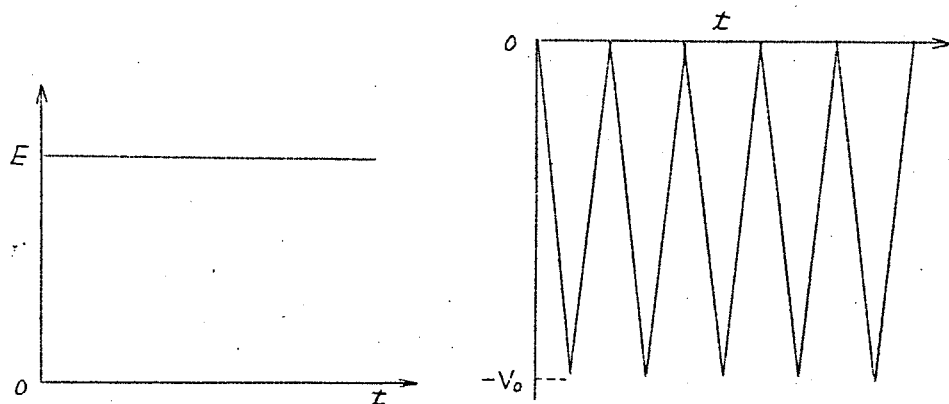
## (2.2) 三角波による2乗特性

三角波電圧の面積がその高さ(波高値電圧)の2乗に比例する原理を用いた1/4-2乗方式の掛算器は、線型型と低速度型アナコンに使用することができ、且つ信頼度が高い。しかしながら使用中の三角波の周波数に対し、演算周波数には限度があり、所要演算周波数および精度を決めた場合、三角波周波数をいかにすればよいか、また二等辺三角波の代わりに鋸歯状波を用いると、位相の遅れを生じ好ましくないことを解析した。

### (2.2.1) 動作原理

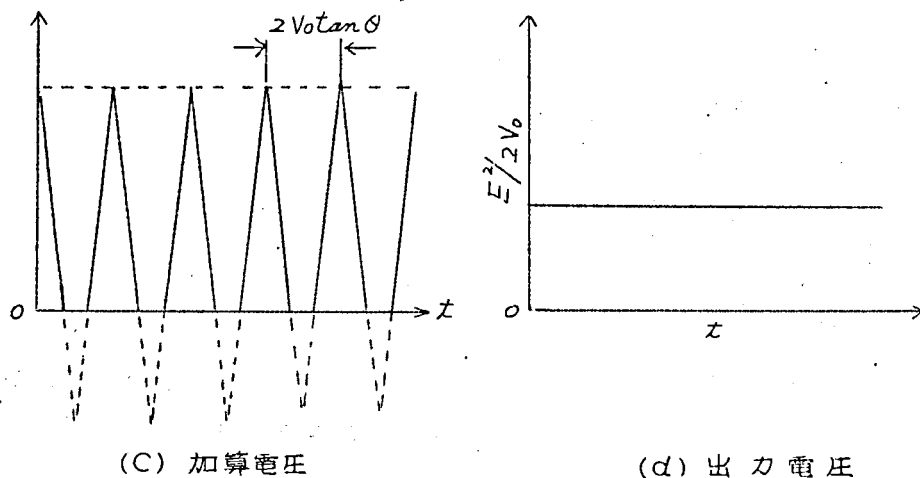
第3図について、その動作原理を説明する。(a)図の入力直流電圧 $E$ に(b)図の如き三角波電圧 $V_0$ を加え合わせると、(c)図に示す電圧となる。三角波の頂角を $2\theta$ (一定)とすれば、斜線部分の面積 $S$ は $E^2 \tan \theta$ となる。すなわち(c)図の電圧を検波整流し、直流分のみを取出せば、(d)図に示した直流電圧を得る。

$$\text{出力電圧} = \frac{E^2}{2V_0} = \frac{(\text{入力電圧})^2}{2(\text{三角波電圧})} \quad (1)$$



第3図 (a) 入力電圧

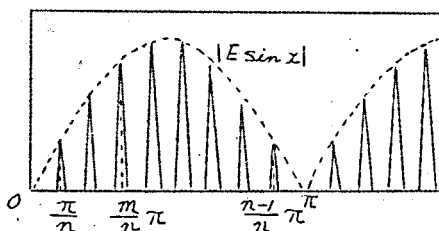
第3図 (b) 三角波電圧



第3図 三角波による2乗回路の動作原理

(2.2.2) 二等辺三角波電圧を用いたときの誤差

しかしながら、入力が直流でなく交流の場合、出力は正確には(1)式にならない。入力電圧  $|E \sin x|$  と二等辺三角波電圧を加え合わせると、第4図に示した電圧となる。半波 ( $0 \leq x \leq \pi$ ) の間に三角波が  $n-1$  個



第4図 二等辺三角波と加算され検波された入力電圧

個入っていると仮定すれば、この波形は  $e^{i2x}$  とその高調波にフーリエ展開される。余弦項を  $a_n$ , 正弦項を  $b_n$  とすれば、三角波の周波数は整流の際、濾過されるから  $2$  より  $n$  なる範囲では

$$\left. \begin{aligned} a_2 R &\simeq - \frac{n J_2 R (2 R E \tan \theta)}{\pi R^2} \cot \theta \\ b_2 R &\equiv 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

を得る（5節参照）。

一方，(1) 式に基づき計算すれば

$$\frac{(E \sin x)^2}{2 V_0} = \frac{E^2}{4 V_0} - \frac{E^2}{4 V_0} \cos 2x$$

となるから，理想的な掛算器においては  $a_2' = -E^2/4V_0$  となるべきである。(2) 式による  $a_2$  はこれより小さくその相対誤差は， $2V_0 n \tan \theta = \pi$  なる関係を用い

$$\varepsilon_1 = \frac{E^2/4V_0 - |a_2|}{E^2/4V_0} < \frac{1}{12} \left( \frac{\pi E}{n V_0} \right)^2 \dots\dots\dots (3)$$

また  $a_4$  の  $a_2$  に対する割合，すなわちひずみは

$$\varepsilon_2 = \frac{a_4}{a_2} = \frac{J_4(4E \tan \theta)}{4J_2(2E \tan \theta)} \simeq \frac{1}{12} \left( \frac{\pi E}{n V_0} \right)^2 \dots\dots\dots (4)$$

故に誤差は  $\varepsilon_1$  および  $\varepsilon_2$  の和と考え

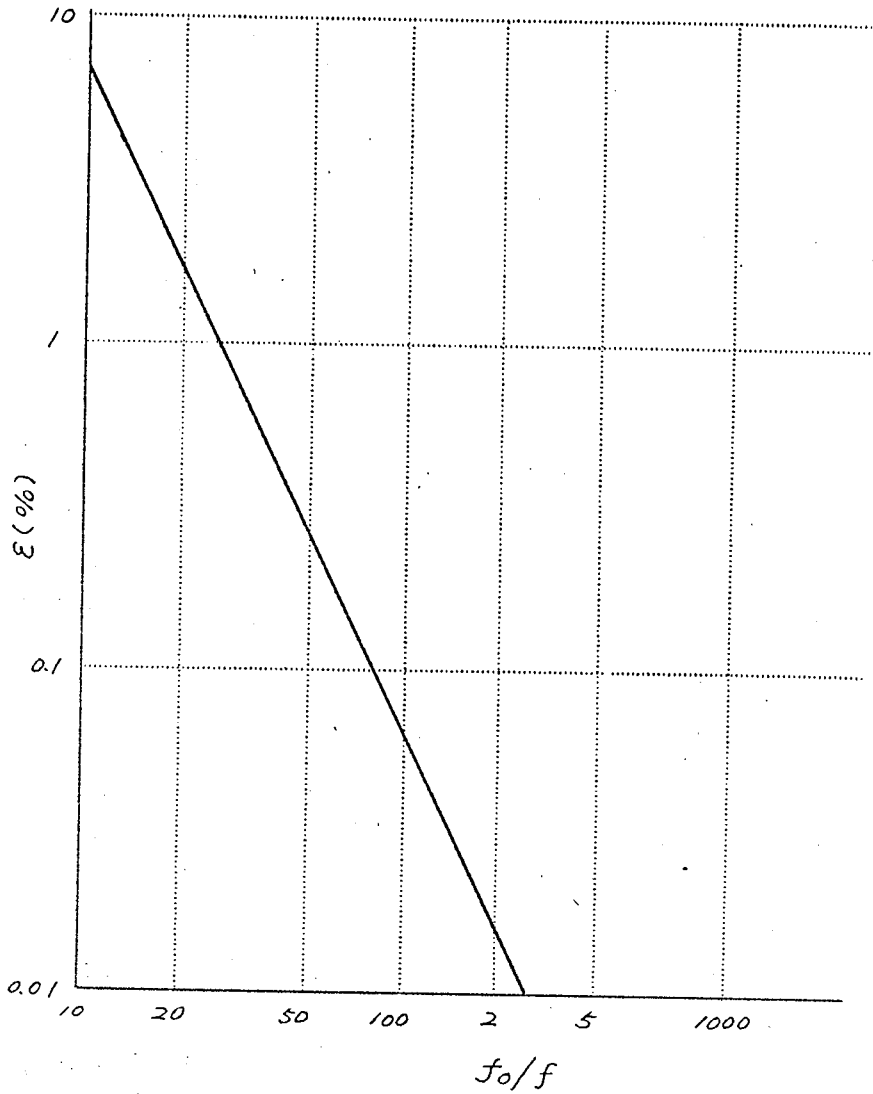
$$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 = \frac{1}{6} \left( \frac{\pi E}{n V_0} \right)^2 \dots\dots\dots (5)$$

を得る。入力周波数を  $f$ ，三角波の周波数を  $f_0$  とすれば， $f_0 = 2fn$  であるから，(5) 式は

$$\varepsilon = \frac{2\pi^2}{3} \left( \frac{E}{V_0} \right)^2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 = 6.57 \left( \frac{E}{V_0} \right)^2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \dots\dots\dots (6)$$

となる。 $E = V_0$  とした場合の計算結果を第5図に示す。

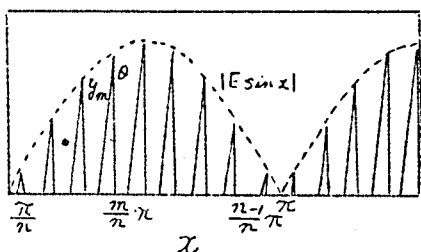
例えば  $f = 50$  c/s， $\varepsilon = 0.1\%$  とすれば，三角波の周波数は4kc以上なくてはならない。



第5図 二等辺三角波を用いた2乗出力電圧の誤差

### (2.2.3) 鋸歯状波電圧を用いたときの位相遅れ

次に鋸歯状波の場合を考える。三角波が二等辺三角ならば  $\sin 2x$  の項は存在しないから、位相の遅れはなかったが、第6図に示したように鋸歯状波ならば  $\sin 2x$  の項も現われ、従って位相の遅れが生じる。計算の結果(5節参照)。



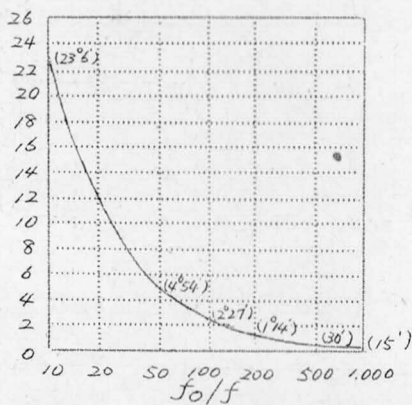
第6図 鋸歯状波と加算され検波された電圧

$$\begin{aligned}
 \frac{b_2}{a_2} &= - \left[ E \tan \theta \left( \cot \frac{\pi}{2n} - \cot \frac{3\pi}{2n} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{\nu=0}^{\infty} J_{2\nu+1}(2E \tan \theta) \left( \cot \frac{2\nu+3}{2n} \pi + \cot \frac{2\nu-1}{2n} \pi \right) \right] \\
 &\div n J_2(2E \tan \theta) \\
 &\approx - \frac{16 \pi / 15 \pi \cdot (E \tan \theta)^3}{n/2 \cdot (E \tan \theta)^2} = - \frac{32 E}{15 \pi} \tan \theta \dots\dots\dots (7)
 \end{aligned}$$

となる。また  $f_0 \nu_0 \tan \theta = 2\pi f$  なる関係を用いれば、位相の遅れ  $\varphi^\circ$  は

$$\varphi^\circ = \tan^{-1} \left( - \frac{b_2}{a_2} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{64}{15} \frac{E}{\nu_0} \frac{f}{f_0} \right) \dots\dots\dots (8)$$

$E = \nu_0$  とした場合の計算結果を第7図に示す。例えば  $f_0 = 100 \text{ kc}$ ,  $f = 2 \text{ kc}$  とすれば、 $\varphi^\circ = 4^\circ 54'$  を得る。なお鋸歯状波の場合における(3)式に相当した振幅減少に基づく誤差は二等辺三角波の場合と同一である。

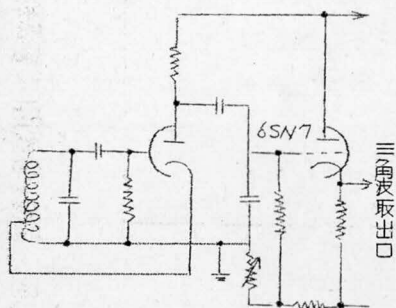


第7図 鋸歯状波を用いた2乗出力電圧の位相遅れ

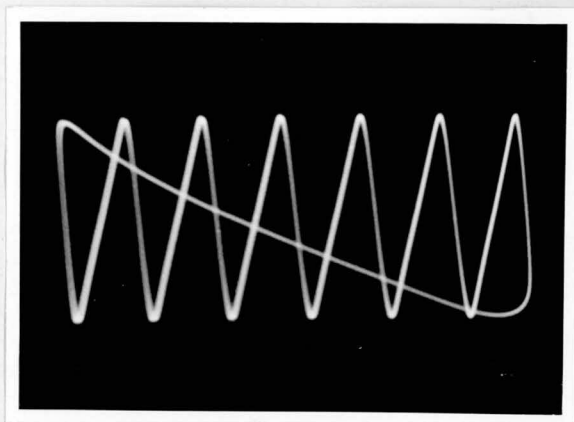
### (Ⅲ) 三角波を使用した掛算器の試作装置と実験結果

第8図に三角波発生回路を、第9図に発生された三角波電圧を示す。三角波は6SN7 1本から発生されており、形は鋸歯状波に近く、電圧は100V、周波数は100kc以上である。

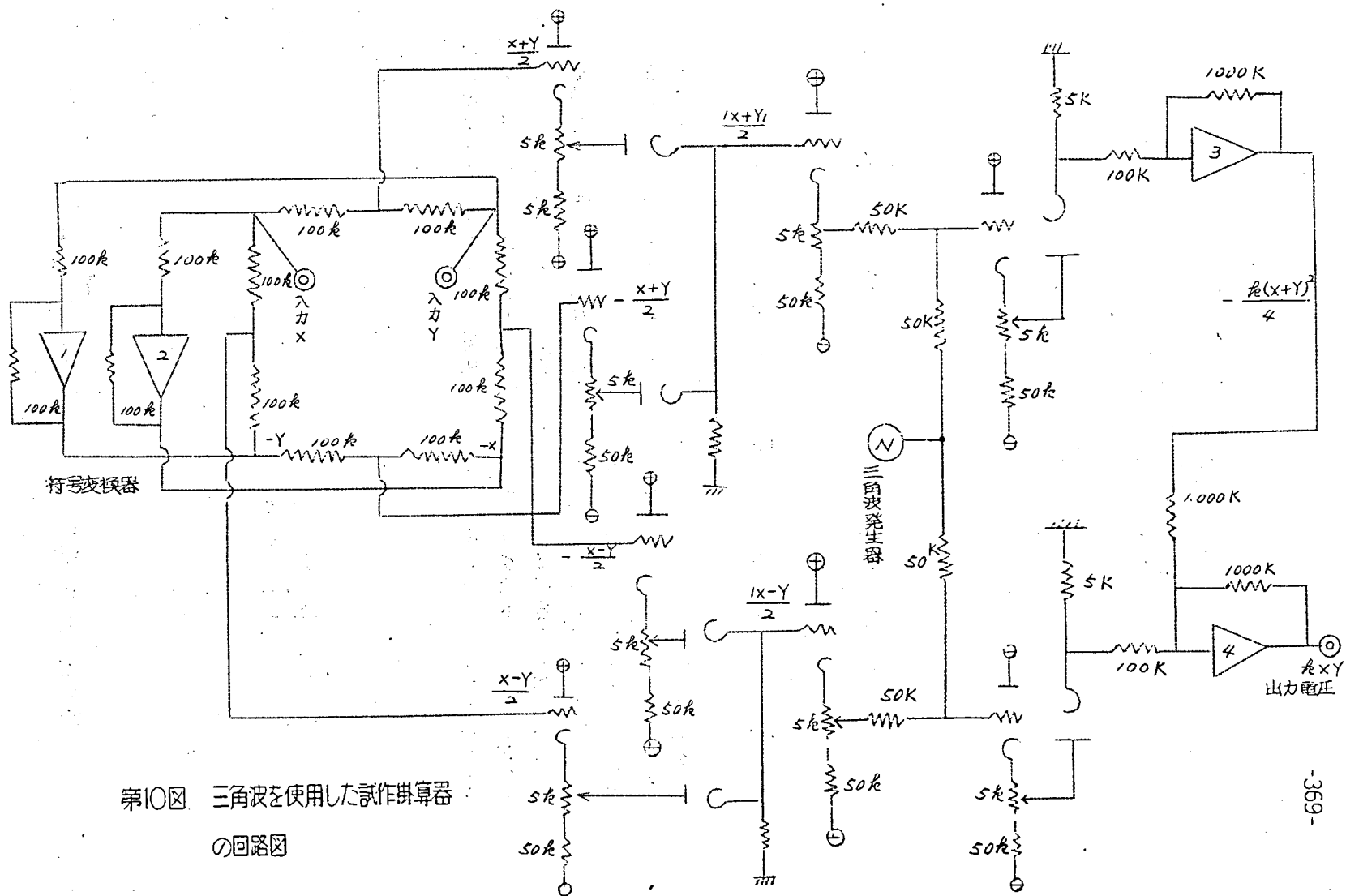
また第10図は、この三角波発生回路を使用した試作掛算器の回路図である。本装置中の増幅器3, 4は周波数特性が100kcまでなく、三角波の周波数に対しては減衰器として働くから、その直流分(三角波の面積)のみを増幅する。すなわち、これらの増幅器への入力電圧は第4図または



第8図 三角波発生回路図



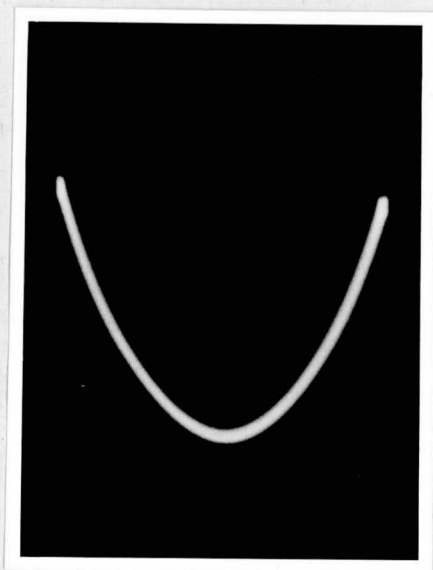
第9図 発生された三角波電圧(約160kc)



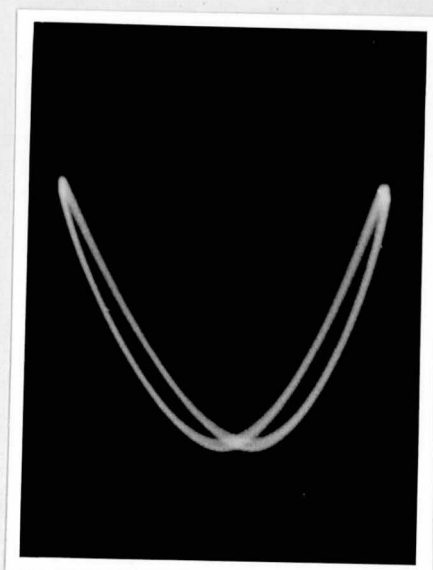
第10図 三角波を使用した試作乗算器  
の回路図

第6図に示したような波形であり、これを(b)で述べたようにフーリエに展開すれば、入力周波数 $f$ の高調波電圧および三角波周波数 $f_0$ とその高調波電圧に分けられる。入力周波数に対しては増幅器は動作するが、三角波周波数に対してはフィルタとして働き、整流器と係数器の二つの機能を有している。

第11図(a),(b)は入力周波数500 c/s および2 kc のときの、入力対出力のリサジウ図形である。後者においては、約5°の位相遅れが現われている。これは2乗回路以外の回路から来る遅れと、(8)式に基づく遅れが加え合わさったものである。



(a)  $f = 500 \text{ c/s}$

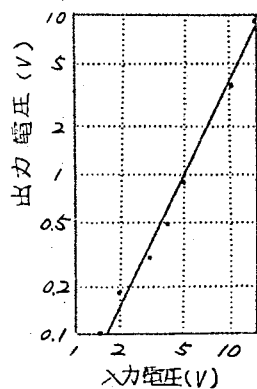


(b) 2 kc

第11図 入力電圧  $X = Y = E \sin 2\pi ft$  のときの  
入力対出力リサジウ図形

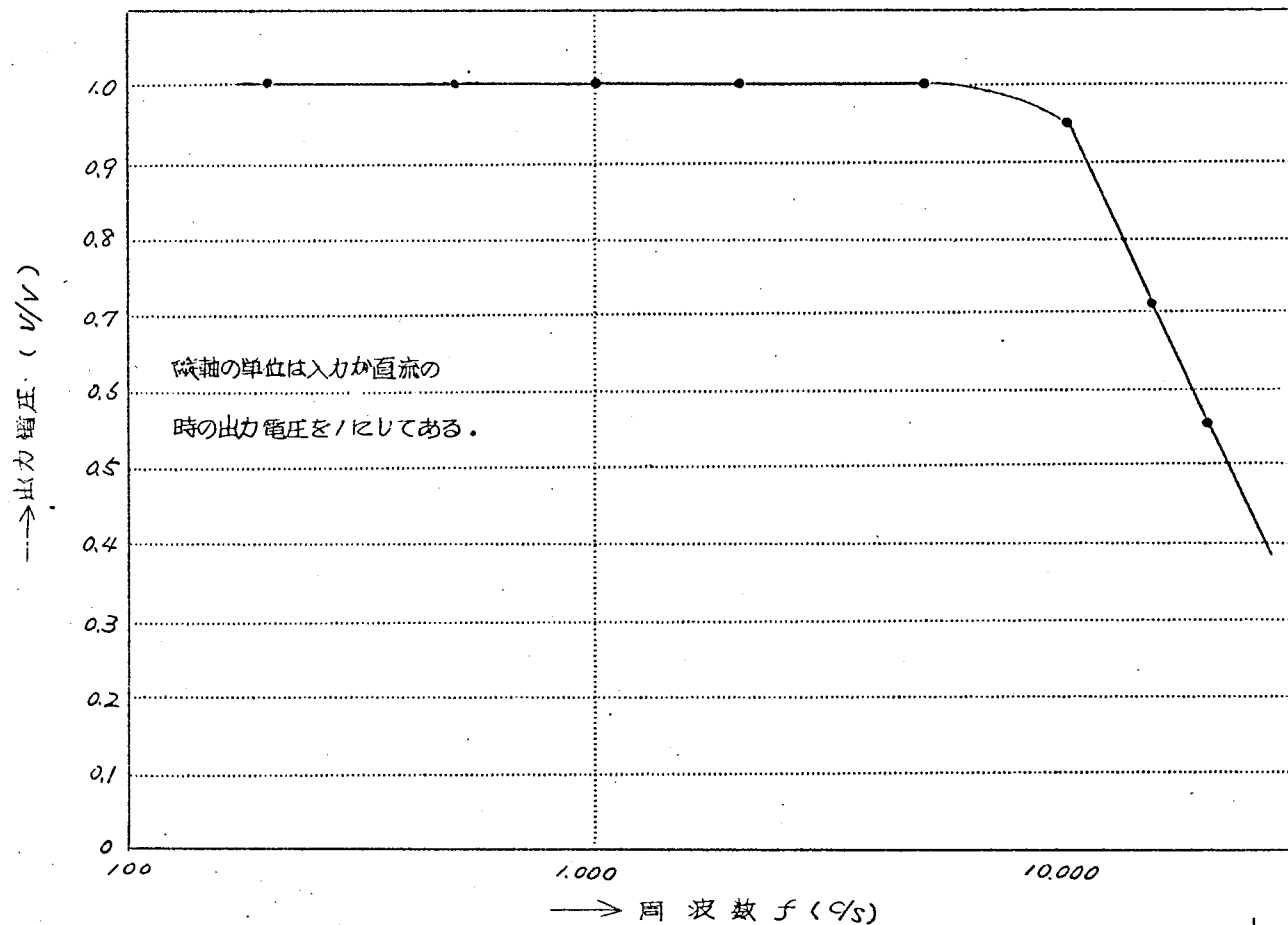
第12図は、入力  $X = Y = E \sin 2\pi ft$  で  $f = 200 \text{ c/s}$  と  $E$  を変化させたときの出力電圧の変化を示す。図上測定点の理論値からのずれは、三角波電圧が完全に三角形でないことおよび検波が完全に行われないためであると思われる。第13図は、 $E$  を一定にして  $f$  を変化させた周波数特性である。縦軸の単位は、入力電圧が直流のときの出力電圧を1に採って





( $X=Y, f=200\text{c/s}$ )

第12図 三角波掛算器の2乗特性



第13図 試作掛算器の周波数特性

ある。

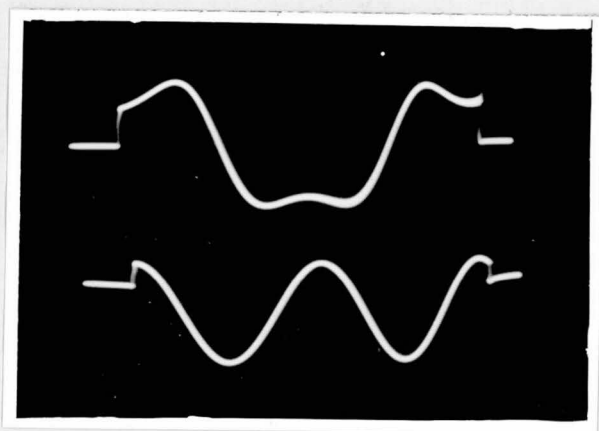
次に三角波を使用する掛算器の製作上注意すべき点を挙げると、(i) 三角波電圧は波形が正しく三角であるべきで、且つ二等辺三角であること、(ii) 2乗回路の入力の位相遅れを $\psi$ とすれば、2乗回路を通過することにより、遅れは $2\psi$ となるから、2乗回路までの位相遅れを極力少なくすること、(iii) 調整が容易なように回路を設計すること等である。

なお周波数補償回路を使用すれば、掛算器の周波数特性は約2倍ほど伸びるが、詳細は略する。

#### (IV) 掛算器の応用例: Mathieu の方程式 <sup>(24)(25)</sup>

$$\ddot{y} + (a - 2q \cos 2t)y = 0 \quad \dots\dots\dots (9)$$

Mathieu の方程式を繰返型アナコンで解いた例は、外国に見られるが、著者は第一種の Mathieu 関数  $ce_1(t, 2)$  を三角波掛算器を用いて求めた。第14図(a)に実験結果を (b)に理論値との比較を示す。また第15図は本実験に使用したアナコンの結線方式である。

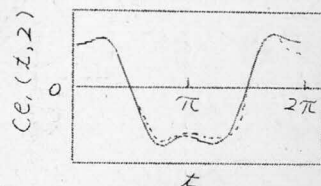


(a) 繰返し型アナコンによる解

上図:  $ce_1(t, 2)$

下図:  $a - 2q \cos 2t$

( $a = 2.38, q = 2$ )

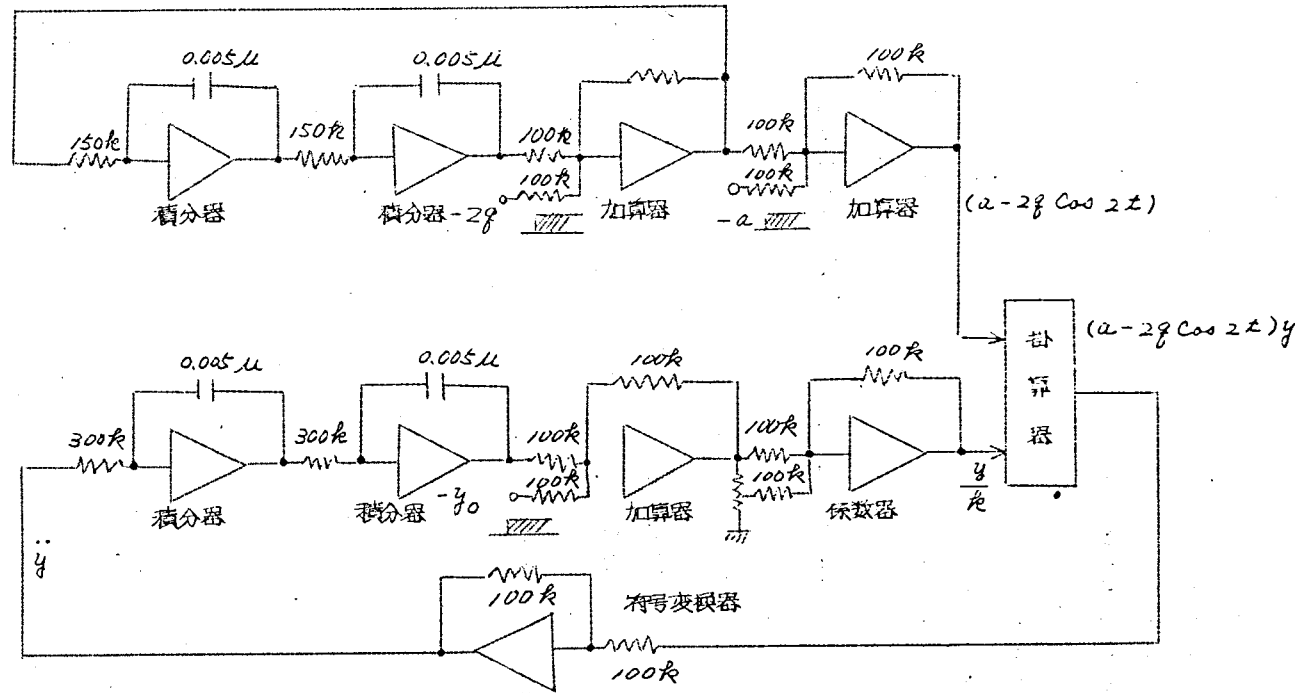


(b) 理論値との比較

実線: 理論値

点線: 繰返し型アナコンによる解

第14図 Mathieu の方程式の解



第 15 図 Mathieu の方程式の結線

(Ⅶ) 信号周波数と三角波周波数との関係及び位相遅れ  
に関する解析

第4図につき第  $m$  番目の二等辺三角形の方程式を  $y_m$  および  $y_m'$  とすれば,

$$y_m = \cot \theta \cdot x - \frac{m}{n} \pi \cot \theta + E \sin \frac{m}{n} \pi \quad \dots\dots (15)$$

$$y_m' = -\cot \theta \cdot x + \frac{m}{n} \pi \cot \theta + E \sin \frac{m}{n} \pi \quad \dots\dots (16)$$

を得る。

$$\begin{aligned} I_m &= \int_{\frac{m}{n}\pi - E \sin \frac{m}{n}\pi}^{\frac{m}{n}\pi} \cot \theta \cdot y_m e^{i2kx} dx \\ &\quad + \int_{\frac{m}{n}\pi}^{\frac{m}{n}\pi + E \sin \frac{m}{n}\pi} (-\cot \theta \cdot y_m') e^{i2kx} dx \\ &= \frac{\cot \theta}{2k^2} \cos \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - \cos \left( 2kE \tan \theta \sin \frac{m}{n} \pi \right) \right\} \\ &\quad + i \frac{\cot \theta}{2k^2} \sin \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - \cos \left( 2kE \tan \theta \sin \frac{m}{n} \pi \right) \right\} \end{aligned} \quad \dots\dots (17)$$

なる故  $\cos 2kx$  の成分  $a_{2k}$  および  $\sin 2kx$  の成分  $b_{2k}$  は夫々

$$a_{2k} = 2/\pi \cdot \sum_{m=1}^{n-1} \text{Real part of } I_m \quad \dots\dots (18)$$

$$b_{2k} = 2/\pi \cdot \sum_{m=1}^{n-1} \text{Imaginary part of } I_m \quad \dots\dots (19)$$

で表わされる。

$$\cos(z \sin \theta) = J_0(z) + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(z) \cos 2\nu \theta \quad \dots\dots (20)$$

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=1}^{n-1} \cos \frac{j m}{n} \pi &= 0 & j : \text{奇数} \\ &= -1 & j : \text{偶数} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

(但し  $j \neq n$  の整数倍)

なる公式を用い、 $2k < n$  なる範囲を考えれば

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^{n-1} \text{Real part of } I_m \\ &= \frac{\cot \theta}{2k^2} \sum_{m=1}^{n-1} \cos \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - \cos \left( 2kE \tan \theta \cdot \sin \frac{m}{n} \pi \right) \right\} \\ &= \frac{\cot \theta}{2k^2} \sum_{m=1}^{n-1} \cos \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - J_0(2kE \tan \theta) \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(2kE \tan \theta) \cos 2\nu \frac{m}{n} \pi \right\} \\ &\approx - \frac{n J_{2k}(2kE \tan \theta)}{2k^2} \cdot \cot \theta \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^{n-1} \text{Imaginary part of } I_m \\ &= \frac{\cot \theta}{2k^2} \sum_{m=1}^{n-1} \sin \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - \cos \left( 2kE \tan \theta \times \sin \frac{m}{n} \pi \right) \right\} \\ &= \frac{\cot \theta}{2k^2} \sum_{m=1}^{n-1} \sin \frac{2km}{n} \pi \left\{ 1 - J_0(2kE \tan \theta) \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(2kE \tan \theta) \cos 2\nu \frac{m}{n} \pi \right\} \equiv 0 \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

すなわち (2) 式を得る。

一方第6図につき計算すれば、(17)式に相当して、

$$I_m = \frac{E}{2k} \sin \frac{m}{n} \pi \sin \frac{2km}{n} \pi + \frac{\cot \theta}{4k^2} \cos \frac{2km}{n} \pi$$

$$\begin{aligned}
 & - \frac{\cot \theta}{4k^2} \cos \left( \frac{2km}{n} \pi - 2kE \tan \theta \cdot \sin \frac{m}{n} \pi \right) \\
 & + i \left\{ - \frac{E}{2k} \sin \frac{m}{n} \pi \cos \frac{2km}{n} \pi + \frac{\cot \theta}{4k^2} \sin \frac{2km}{n} \pi \right. \\
 & \left. - \frac{\cot \theta}{4k^2} \sin \left( \frac{2km}{n} \pi - 2kE \tan \theta \cdot \sin \frac{m}{n} \pi \right) \right\} \dots \dots \dots (24)
 \end{aligned}$$

を得る。また(22), (23)式に相当して

$$\begin{aligned}
 & \sum_{m=1}^{n-1} \text{Real part of } I_m (k=1) \\
 & = \sum_{m=1}^{n-1} \left\{ \frac{E}{4} \left( \cos \frac{m}{n} \pi - \cos \frac{3m}{n} \pi \right) \right. \\
 & + \frac{\cot \theta}{4} \cos \frac{2m}{n} \pi - \frac{\cot \theta}{4} J_0(2E \tan \theta) \\
 & \times \cos \frac{2m}{n} \pi - \frac{\cot \theta}{4} \sum_{v=1}^{\infty} J_{2v}(2E \tan \theta) \\
 & \times \left\{ \cos(v+1) \frac{2m}{n} \pi - \cos(v-1) \frac{2m}{n} \pi \right\} \\
 & - \frac{\cot \theta}{4} \sum_{v=0}^{\infty} J_{2v+1}(2E \tan \theta) \left\{ \cos(2v \right. \\
 & \left. - 1) \frac{m}{n} \pi - \cos(2v+3) \frac{m}{n} \pi \right\} \Bigg\} \\
 & \approx - \frac{\cot \theta}{4} n J_2(2E \tan \theta) \dots \dots \dots (25)
 \end{aligned}$$

$$\sum_{m=1}^{n-1} \text{Imaginary part of } I_m (k=1)$$

$$\begin{aligned}
 & = \sum_{m=1}^{n-1} \left[ \frac{E}{4} \left( \sin \frac{m}{n} \pi - \sin \frac{3m}{n} \pi \right) \right. \\
 & + \frac{\cot \theta}{4} \sin \frac{2m}{n} \pi \\
 & \left. - \frac{\cot \theta}{4} J_0(2E \tan \theta) \sin \frac{2m}{n} \pi \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{\cot \theta}{4} \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(2E \tan \theta) \left\{ \sin(\nu+1) \frac{2m}{n} \pi \right. \\
& \left. - \sin(\nu-1) \frac{2m}{n} \pi \right\} \\
& + \frac{\cot \theta}{4} \sum_{\nu=0}^{\infty} J_{2\nu+1}(2E \tan \theta) \left\{ \sin(2\nu \right. \\
& \left. + 3) \frac{m}{n} \pi + \sin(2\nu-1) \frac{m}{n} \pi \right\} \\
& = \frac{E}{4} \left( \cot \frac{\pi}{2n} - \cot \frac{3\pi}{2n} \right) \\
& + \frac{\cot \theta}{4} \sum_{\nu=0}^{\infty} J_{2\nu+1}(2E \tan \theta) \\
& \times \left( \cot \frac{2\nu+3}{2n} \pi + \cot \frac{2\nu-1}{2n} \pi \right) \quad (26)
\end{aligned}$$

(20), (21) 式および

$$\sin(Z \sin \theta) = 2 \sum_{\nu=0}^{\infty} J_{2\nu+1}(Z) \sin(2\nu+1) \theta \quad (27)$$

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=1}^{n-1} \sin \frac{j m}{n} \pi &= \cot \frac{j}{2n} \pi & j : \text{奇数} \\ &= 0 & j : \text{偶数} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

$$\cot Z = \frac{1}{Z} \sum_{\mu=0}^{\infty} \frac{(-1)^{\mu} 2^{2\mu} B_{2\mu}}{(2\mu)!} Z^{2\mu} \quad (0 < |Z| < \pi/2) \quad (29)$$

但し  $B_{\mu}$  は Bernoulli 定数 ( $B_0=1$ ,  $B_2=1/6$ )

$$J_{\nu}(Z) = \left(\frac{Z}{2}\right)^{\nu} \sum_{\mu=0}^{\infty} \frac{(-1)^{\mu}}{\mu! \Gamma(\nu+\mu+1)} \left(\frac{Z}{2}\right)^{2\mu} \quad (30)$$

等を用い  $E \tan \theta \ll 1$ ,  $n \gg 1$  とすれば (7) 式を得る。

## 〔Ⅵ〕 結 言

繰返型アナコンの掛算器に三角波自励方式をはじめて応用し、これを実用化した。この場合の三角波周波数と入力周波数との関係及び位相遅れについて解析結果を示し、設計基準を明らかにした。特に二等辺三角形を使用することが位相遅れをなくする上で望ましいことを示した。なおこの装置は本報告後幾多の改良が加えられ、実用化されていることを附記する。



## 結 論 及 び 謝 辞

## 結 論 及 び 謝 辞

緒言において述べたように著者は昭和26年来アナログ計算機の研究に關係し、幾多の改良提案を行うと共に一方その製品化に努力した。研究成果はいずれも実用装置に反映し、各方面においてその偉力を発揮しつつある。

本論文は主として実用設計の面から考察され特に第1編、第2編で示す解析方法(増巾器の飽回路特性から誤差を推論する手法)はアナコン設計者にとり重要な資料である。すなわちこれらの基本的な考察結果を総合し精度に関する定義を明確にすると共にそれぞれにおける誤差排除の方法を明示した。かくの如く第1、2編で示した結果は著者により始めて総合的に明らかにされたものでありアナログ計算機の設計上重要な資料となり得るものである。特に積分コンデンサの吸収現象に関する考察は現アナログ計算機の精度の限界を与えるものとして重要な部分である。第1編の制御回路誤差第2編のリセット誤差は著者により始めて解析された分野である。第3編の非線型演算要素に関する検討のうち折線近似肉数発生器の改良型は従来取扱いが面倒とされた非線型演算器の欠点を除き、且つ定量的な調節ができる優れた装置であり外国製品に比しなんら遜色のない方法であるといえる。

終りに当り著者の所感の2、3を示し本論文を結ぶ。まず外国においてはアナログ計算機の精度(特に部品に関する要求)、設計資料に関する報告が極めて少い。その理由を考えてみるのに次の2つが考えられる。

(1) 現用のアナログ計算機の性能が諸部品の精度により抑えられ、しかもその入手が極めて容易であること。

(2) 精度に関する定義が異なる。

例えば著者がはじめてアナログ計算機の試作を計画した当初においては現用されている特殊の部品(例えばヘリカルポテンショメータ、高抵抗(巻線型)高速度リレー、積分コンデンサ等)が全くなくこれらの開発を余儀なくされた。従つてその要求条件を明らかにするために自ら部品によるアナログ計算機の誤差の影響等について考察せざるを得なかつた。(2)については例えばわれわれはサーフルテストにおける精度条件を $\omega = 1 \text{ rad/秒}$ 、30秒演算、誤差 $0.1\%$ としこれを目標値として諸部品の条件を決定している。これに対して著者が米国製高性能ポリステレンコンデンサを積分コ

コンデンサとしてサークルテストを行つた結果は必ずしも良好でなく吸象現象のために前記目標値に到達しない。その他 0.01% と称するアナログ計算機すらある。これらは演算インピーダンスの精度の限界値に近い。これらの結果からみて総合精度に関する定義または諸条件がかなり異なるように思われる。

次にアナログ計算機は進歩途上にある装置である。例えば殆ど問題がないと考えられる線型要素に対しても幾多の改良点を残している。例えば時分割方式の採用、変調方式の改良、周波数帯域の拡張全変調方式等である。非線型要素については更に言を俟たない。必ずや近き将来において精度とそのフレキシビリティに特長を持つデジタル技術が導入された非線型要素が出現するものと考ええる。現在までに著者の得たアナログ計算機の精度に関する考察結果をまとめ本論文を終了する。

本研究は日立製作所中央研究所において行つたものであり研究の全般にわたり種々御鞭撻と御指導を賜つた菊田所長、浜田副所長、島山前所長、本社田口通信機事業部次長に深く感謝の意を表する次第である。また中央研究所只野文哉博士より研究当初より常に御指導を賜つた。衷心より感謝する次第である。

社外においては東京大学生産技研星合教授、野村助教授からは特に研究当初において御指導を賜り、京都大学加藤信義名誉教授、林千博教授、近藤文治教授よりは研究上の指針を賜つた。その他アナログ計算機研究会の諸先生より御討論を賜つた。これら諸先生、諸氏に敬意を表する。

社内においては討論を賜つた高田昇平博士又直接研究の御指導、御討論を賜つた阿部善右エ内主任研究員を始め終始研究を共にし絶大なる援助をされた沼倉俊郎氏、永田稔氏、青木正直氏、衣川武氏、安藤文雄氏、池上和一氏、昭和電子株式会社兩宮洋氏、河村重憲氏、北野進氏、阿部良一氏、戸塚工場小倉正美氏等アナコン関係の諸氏に深甚の謝意を表す。更にアナログ計算機の利用方面について種々御助言を戴いた小林栄二博士、泉千吉郎氏、前川敏明氏、藤木勝美氏他自動制御関係の諸氏に謝意を表する。

## 参 考 文 献

## 参 考 文 献

## 第1編 低速度型アナログ計算機の精度及び設計基準

- (1) 三浦、青木、田比、沼倉：低速度型電子管式アナログ計算機の精度について 電学誌 76, ~~876~~<sup>816</sup>, pp 896~905 (1956)
- (2) E. A. Goldberg : Stabilization of D. C. Amplifiers R. C. A. Rev. 11, 296. (1950)
- (3) 林、近藤、水島：コンデンサの吸収並に漏洩現象とアナログコンピュータの誤差について 昭29年関西支部連太 461
- (4) 水島三一郎編 高分子物質 p217 共立出版 (1950)
- (5) R. M. Fuoss, J. G. Kirkwood : Electrical Properties of Solid J. Amer. Chem. Soc. 63, 2, pp 385~397 (1941)
- (6) K. S. Cole, R. H. Cole : Dispersion and Absorption in Dielectrics. J. Chem. Phys. 9, 4, pp 341~351 (1941)
- (7) K. S. Cole, R. H. Cole : Dispersion and Absorption in Dielectrics. J. Chem. Phys. 10, 2, pp 98~105 (1942)
- (8) 岡：高分子物質の電気的性質, 化学工業 別冊 pp 59~110 (昭28)  
三浦：低速度型電子管式アナログ計算機の精度についての討論 電学誌, 76 819, pp 1469~1470 (1956)
- (9) W. Jackson, J. S. A. Forsyth :  

{	A. Note on the Effect of Combined Carbon Monoxide Power Factor of Polythene. J.I.E.E. <u>94</u> , pp 55~57 (1947)
{	The Development of Polythene As a High Frequency Dielectric J.I.E.E. <u>92</u> , pp 23~37 (1945)
- (10) 日月：電気絶縁材料の耐熱性 電学誌 75, 802 p1056 (昭30)
- (11) F. M. Rugg, J. Poly Sci: Infrared Spectrophotometric Studies on Polyethylen 13, pp 535~547 (1954)

- (12) 高橋：種々の固体電気絶縁材料の誘電特性 電学誌 73 776  
PP 392~398 (昭28)
- 河合、佐藤：煙波による誘電率損失角の測定 日立評論 35, 12,  
pp 119~123 (昭28)
- (13) 三浦、阿部、永田：低速度型アナログ計算機用積分器の演算誤差  
電学誌 77, 827, pp. 1038~1051 (1957)
- (14) T. Miura, Z. Abe, M. Nagata: On Computing Errors  
of an Integrators for a Slow Type Electronic  
Analog Computers E. T. J (掲載予定)
- (15) 阿部、櫻井：高入力抵抗回路の安定化  
電気学会 東京支部大会 605 (昭29)
- (16) 阿部、松尾：低周波増巾器の外部雑音対策  
電学誌 74, 790, p 776 (1954)
- (17) 松尾：直接結合型直流増巾器における周囲温度の影響  
通信学会全国大会 175 昭31
- (18) 北野：オーディオ回路の基礎 I p74 共立出版社 (1954)  
松尾：直接型直流増巾器における1,2の問題 東北通研伝送工研  
昭31, 5
- (19) Korn & Korn: Electronic Analog Computers p236  
McGraw-Hill (1956)
- (20) 野田、小高：自動平衡型積分器の定数について  
電学会連合大会 513 (昭31)
- (21) 三浦、阿部、永田：低速度型アナログ計算機の総合誤差について  
電学誌 78, 838, (1958)
- (22) 三浦、永田、阿部：低速度型アナログ計算機の総合誤差  
電気学会連合大会 230 昭33
- (23) T. Miura, M. Nagata: International Analogy Computation  
meeting (2nd) Strasbourg. (1958-9)
- (24) T. Miura, M. Nagata: Theoretical consideration  
of Computing Errors of A Slow Type Electronic  
Analogue Computers T. I. R. E (投稿中)
- (25) A. B. Macnee: Some Limitation on the Accuracy  
of Electronic Differential Analyzers

- P.I.R.E* 40, 3, pp 303~308 (1952)
- (26) *V.A. Marsocci An Error Analysis of Electronic Analog Computers. T.I.R.E EC-5, 4, pp 207~212 (1956)*
- (27) 黒川：総合誤差  
日科技連アナコンセミナー講演予稿 12 章 昭 32
- (28) 野村：アナログコンピュータの誤差誤差  
東大生研談話会報告 4, 14 (1953)
- (29) 三浦：電子管式アナログコンピュータ  
日立評論：電子管及び電子管応用特輯号 別冊 3号 pp139  
~145 (昭 28)
- (30) (1) に同じ
- (31) 三浦、阿部、永田：低速度型アナログ計算機の総合誤差  
アナコン委員会 2-1
- (32) 三浦、阿部、永田：低速度型アナログ計算機の総合誤差  
電学会東京支部大会 54, 昭 32-11
- (33) 三浦、阿部、永田 (21) に同じ
- (34) 三浦、阿部、永田：低速度型アナログ計算機用演算増巾器の設計基  
準 電学会東京支部大会 50, 昭 32-11
- (35) *T. Miura, Z. Abe, M. Nagata: Some Consideration of the Error due to Absorption Phenomena of Integrator Capacitor for the Slow Type Electronic Analogue Computers Second International Conference Strasbourg (1958)*
- (36) 同上 *T.I.R.E* (投稿予定)
- (37) (1) に同じ
- (38) *D.C. Smith: Molecular Structure of Marlex Polymers Ind. Eng. Chem. 48, pp 1161~1164 (1956)*
- (39) (40) 三浦、川松：アナログ計算機用積分コンデンサ  
特願 32-27892, 低損失コンデンサ 特願中
- (41) 三浦、阿部、永田：(21) に同じ
- (42) 三浦、永田、阿部：アナログ計算機積分器用演算増巾器

特願 32-27891

- (43) 三浦、永田、阿部：アナログ計算機積分器用演算増巾器

特願 32-27893

- (44) (21) に同じ (45) (1) に同じ

- (46) (13) に同じ

- (47) 野田、黒川：演算器制御回路に基づく演算誤差について

電試験 21, 3, pp 167~173 (1957)

- (48) 三浦：複数回路の段階別同時制御装置

特願 31-58118

- (49) 三浦：アナログ計算機演算回路制御装置

実願 32-45227

- (50) 三浦：磁電器操作回路

実願 32-45226

- (51) C. L. Johnson : Analog Computer Techniques. p199  
McGraw-Hill 1956

- (52) (1) に同じ

- (53) 三浦、阿部、沼倉、青木、衣川：低速度型アナログ計算機の試作  
概要、電学会東京支部大会 36 昭31. 11.

- (54) 三浦、永田、阿部、河村：運輸技術研究所納日立低速度型アナロ  
グ計算機、日立評論 39, 8 pp 895~903 (昭32-8)

- (55) 三浦、沼倉：外国製高精度アナログ計算機  
電学誌 75, 807, pp 1554~1562 (昭31)

- (56) 三浦：電子管式アナログ計算機の使用例、(航空機関係)  
オーム社 (1958 発刊予定)

市川：アナログコンピュータによるフラッタ計算法 運技研報  
8, 1, p1~12 (1958)

- (57) 三浦、沼倉、衣川：アナログコンピュータの非線型要素の試作と  
検討、電学誌 75, 800, pp 481~487 (1955)



## 第2編 繰返型アナログ計算機の精度に関する研究

- (1) 三浦、河村：繰返し型アナログ計算機のリセット誤差について  
アナコン委員会資料 1-1 昭32-4
- (2) 三浦、河村：繰返し型アナログ計算機のリセット誤差  
電学会東京支部大会 52 昭32-11
- (3) 三浦、河村：繰返し型アナログ計算機のリセット誤差  
電学誌 (投稿予定)
- (4) 三浦、柏迫：直流再生交流増巾器の動作解析  
電学会電気学会連合大会 193 昭32-4
- (5) 三浦：電子管式アナログコンピュータ  
日立評論、別冊3 pp139~145 (昭28)
- (6) 三浦：電子管式アナログコンピュータとその応用  
電子計算機研究専門委員会資料 (昭29)
- (7) 三浦、沼倉：アナログ電気演算器の試作と応用  
電気3学会支部連合大会 459 (昭29)
- (8) 三浦、安藤、阿部、長谷川：日立ポータブルアナログ計算機  
日立評論 39, 219, (昭32-2)
- (9) 三浦、沼倉：繰返し型アナログコンピュータの使用限界  
電気3学会連合大会 514 (昭31)
- (10) R. C. Oldenbourg 自動制御の力学 (高橋訳) p57 誠文堂  
(1953)
- (11) 三浦：アナログ電気計算機演算数値設定装置 実案 32.11.9 登録
- (12) 三浦：電子管式アナログコンピュータ解指示装置  
電気3学会支部連合大会 180 (昭28)
- (13) 三浦：電気演算器解記録装置  
特 219477
- (14) 三浦：繰返し型アナログコンピュータ  
特願 29-4624
- (15) 三浦、衣川：ヘリカルポテンシヨメータの周波数特性とアナコン誤差に及ぼす影響 昭31年 電気3学会連合大会 520
- (16) 三浦：サンプリングアロッタについて  
アナコン委員会資料<sup>9-2</sup> 昭33年2月

(17) 三浦、中村：高速繰返波形の観測装置

特願 31-62755 , 特願 32-23501

(18) 三浦：繰返し現象の低速記録方式について

電学誌 (投稿中)

(19) 長森、木池：繰返し現象記録のノ方式について

昭31年電気学会連合大会 509

(20) 高田：周期的変化を記録する装置 実用新案 408589

昭28年12月登録

(21) 三浦：間歇的パルスの連続波への変換装置 特願 32-5034

### 第3編 非線型演算器の精度向上に関する研究

- (1) 例えば Korn and Korn *Electronic Analog Computer*  
pp 251~340 (1956) McGraw-Hill.  
三浦：非線型演算器 オートメーション 2, 3 pp 49~52  
(昭32)  
三浦：関数発生器とその応用 エレクトロニクス pp1~7  
(昭33.3)  
三浦：非線型演算器の概要 日科技連アナコンセミナー 講義録  
第3章 (昭32)
- (2) 沼倉、三浦、阿部、鶴井：サーボ計算機の解析  
電学誌 77, 827, pp 1009~1018 (1957).
- (3) 三浦、高見：むだ時間要素の試作と応用：昭和33年電気4学会連  
合大会 236
- (4) 三浦、沼倉：折線近似関数発生器の改良  
電学会東京支部大会 137 (昭30-11)
- (5) 三浦、沼倉、兩宮：折線近似関数発生器の改良  
電学誌 76, 818, pp 1281~1285 (1956).
- (6) T. Miura, H. AMEMIYA, T. Numakura A New Diode  
Function Generator T. I. R. E. EC-6, 2,  
pp 96~100 (1957).
- (7) Korn & Korn: *Electronic Analog Computer* p295  
McGraw-Hill (1956).
- (8) 安達、山本：関数信号電圧発生装置  
昭30 電学会連合大会 550
- (9) 三浦、兩宮：改良型折線近似関数発生器についての考察(その2)  
電気4学会連合大会 189 昭32.4
- (10) 三浦：任意関数発生装置  
特願 30-16215
- (11) 三浦：リミッタ回路  
特 237262
- (12) N. W. McLachlan: *Ordinary Non-Linear Differential  
Equation* (1950) Oxford.

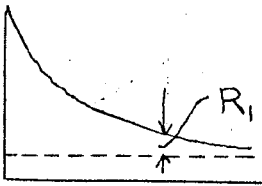
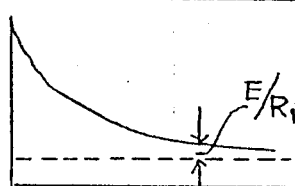
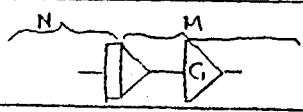
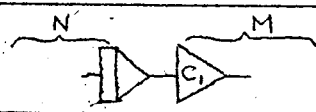
- (13) J. J. Stoker : *Nonlinear Vibration* (1950)  
*Interscience* .
- (14) 三浦、衣川：フォトフォーマに関する理論的検討  
電学会東京支部大会 40 昭31.11.
- (15) 三浦、阿部：フォトフォーマの誤差に関する検討  
電学誌 78, 833. pp186~195 78, 833 (1958)
- (16) T. Miura, R. Abe : *Some Consideration of Errors of Photoformer*  
E. T. J. (寄稿依頼を受け準備中)
- (17) E. Elgeskov : *Photoformer Analysis*  
*International Analogy Computation Meeting, Proceeding (Bruxelles)*  
pp95~97 (1956)
- (18) 野村：ブラウン管式任意関数発生回路の特性  
生産研究 6, 4, p102 (昭29).
- (19) E. C Johnson : T. A. I. E. E. 72(II) 169~181 (1952)  
E. Levinson : T. A. I. E. E. 72(II) 1~9 (1953)  
R. T. Kochenburger : T. A. I. E. E. 72(II) 180~193 (1953)  
H. Chestnut : *Frequency Responce* 1953.
- (20) 沼倉、三浦：自動制御系の図式による安定判別法  
電学誌 76, 810 pp256~265 (1956)  
沼倉、三浦：Describing Function Method による非線形自動制御系の解析  
電学誌 77, 820 pp1~8 (1957)  
T. Numakura, T. Miura : *A New Stability Criterion of linear Servomechanisms by a Graphical Method* T. A. I. E. E. 57-185 (1957)
- (21) 三浦、沼倉、衣川：アナログコンピュータの非線型要素の試作と検討  
電学誌 75, 800, pp481~487 (昭30)

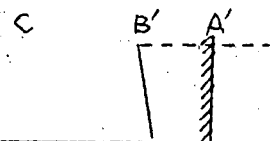
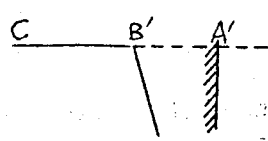

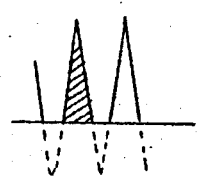
- (22) K. H. Norsworthy : A Simple Electronic  
Multiplier Electronic Eng 26, 312 pp 72~  
75 (1954)
- (23) B. Chance  
Wave forms p 678 (1949) McGraw-Hill
- (24) A. B. Macnee : An Electronic Differential  
Analyzer  
P. I. R. E. 37, 9 pp 1315~1324 (1949)
- (25) N. W. McLachlan : Theory and Application  
of Mathieu Function (1947) Oxford.

## アナコンの応用に関する文献

- (1) 三浦：アナログコンピュータによる自動制御系の解析  
電気3学会連合大会 180 (昭28)
- (2) 前川, 三浦, 藤木, 西：アナログ電気演算器による電動機制御装置の解析  
日立評論, 別冊 8 pp 137~146 (昭29.10)
- (3) 三浦, 藤木, 西：パイロット発電機に直列自動界磁巻線を実施した場合の効果  
電気3学会連合大会 294 (昭29)
- (4) 三浦, 前川：アナログ電気演算器による自動制御装置の解析並びに  
実験結果との比較  
電気3学会支部連合大会 460 (昭29)
- (5) 三浦, 沼倉：Describing Function Method による非線型  
制御系とアナコン結果との対比  
電気3学会連合大会 565 (昭30)
- (6) 三浦, 只野：ヨ立繰返し型アナログコンピュータとその応用  
オーラム計 34 (昭30-11)
- (7) 三浦：繰返し型アナログ計算機の応用 エレクトロニクス 2  
pp 2~8 (昭31-11)
- (8) 三浦：電子管式アナログ計算機の自動制御への応用  
自動制御 4, 3, pp 205~214, 1957
- (9) 三浦, 小林：日立アナログ計算機と電力への応用  
電気協会研究会講演会 昭33, 5, 16.

電子管式アナログ計算機の精度及び設計基準に関する研究 (正誤表)

	誤	正
P27 オ7図		
P31 オ11図	√ S-4	---- S-4
P57 上より13行目	誤差として $e_d$ 成分のみ……	誤差として $e_d$ 成分のみ……
P58 上より4行目	改善率	減衰率
P69 上より2行目	$\mathcal{L}^{-1}[\frac{1}{1+(p\tau_s)^{-2}} \cdot \frac{1}{p^2+\omega^2}]$	$\mathcal{L}^{-1}[\frac{1}{1+(p\tau_s)^{-2}} \cdot \frac{1}{p^2+\omega^2}]$
P74 上より4行目	取扱っている。	取扱っている。(註2)
P74 上より17行目	高い近似を与える。Cole-Cole	高い近似を与える Cole-Cole …
P76 上より5行目	次式をうける。	次式をうる。
P84 オ4図		
P93 オ1図	$y p^2 + (K K_H / T^2) y = 0$ の	$y p^2 + (K / T^2) y = 0$ の
P115 下より2行目	を対称とする場合	を対象とする場合
P130 下より2行目	逐次近似により	逐次近似により
P131 上より10行目	(31)より $\mu_k = 10^5$ では	(30)より $\mu_k = 10^5$ , $\tau = 10^{-2}$ 秒 では
P149 下より2行目	$y \approx \omega \Delta \tau$	$y \approx \omega \Delta T$
P168 オ2表 遠隔操作川崎 航空アコン棟	なし	あり
P178 下より2行目	--- 行えることか ---	--- 行うことか ---
P206 下より12行目	初期設定用	初期値設定用
P213 下より5行目	--- 屋外によって変動する ---	--- 屋外によって初期値の設定が変動する ---
P229 上より8行目	演算値に	演算時に

	誤	正
P247 上より7行目	繰返し型アコン演算時間 ---	繰返し型アコンでは演算時間 ----
P252 下より6行目	その原因で ..... 大である。	他の原因で ----- 小である。
P263 下より1行目	求めるようになる。	求めるとオ1表のようになる。
P314 上より2行目 上より3行目 上より7行目 下より3行目 P315 下より2行目 P316 オ16図 P317 下より2行目	von der Pol 又は von der Pole	van der Pol
P321 オ2図		
P336 上より6行目	(3)の方法で ----	アコンを用いて ----
P338 下より8行目	Methode	Method
P364 オ3図(C)		
P364 上より2行目	しかしながら、入力が直流...	入力が直流 ----
P364 下より3行目	この波形は $e^{i2\pi x}$ とその高調波に ---される。余弦項を $a_{2k}$ , 正弦 項を $b_{2k}$ とすれば、三角波 ....	この波形は入力の基本波 $e^{i2\pi x}$ とその 高調波 $e^{i2k\pi x}$ に ---される。余弦項 の係数を $a_{2k}$ , 正弦項の係数を $b_{2k}$ とすれば(基本波 $k=1$ の場合は $a_2$ , $b_2$ )、三角波 ....
P365 上より6行目	$a'_2 = -E^2/4V_0$	$a_2 = -E^2/4V_0$
P368 オ7図 縦軸		$\varphi$
P374 下より5行目	$\cos 2kx$ の成分 $\sin 2kx$ の成分	$\cos 2kx$ の係数 $\sin 2kx$ の係数